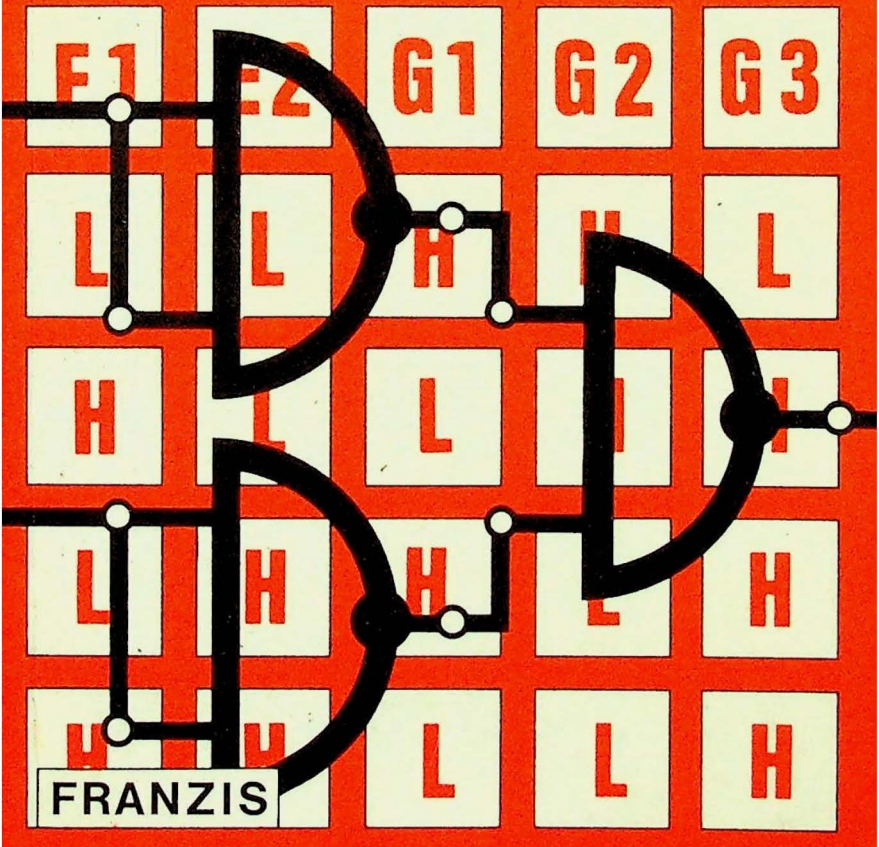
Siegfried Wirsum

Experimente mit digitalen Schaltgliedern

RPB
electronic-
taschen-
bücher
92

Das Know-how zum kontaktlosen Schalten, Steuern, Zählen, Messen, Überwachen



FRANZIS

RPB electronic-taschenbücher Titelverzeichnis

Jeder Einfach-Band umfaßt etwa 60–70 Seiten, enthält bis zu 70 Bilder und Tabellen. Mehrfach-Bände entsprechend. Die Nummer vor dem Titel ist die Bestell-Nummer. Preisänderungen und Liefermöglichkeiten vorbehalten.

Preise: Einfachband (•) DM 4.80; Doppelband (• •) DM 7.80; Dreifachband (• • •) DM 9.80; Vierfachband (• • • •) DM 12.80.

4 • • Der Hobby-Elektroniker lernt messen (Nührmann)

5 • • Brand- und Einbruchmeldeanlagen (Bartels).

6 • Antennen für Rundfunk- und Fernseh-Empfang (Mende). 15. Aufl.

7 • Niederfrequenz-Verstärker mit Röhren und Transistoren (Kühne). 14. Aufl.

8 • • • ABC der Elektronik-Orgel (Wuschek)

9 • • Tonbandgeräte-Praxis (Junghans). 12. Aufl.

11 • • • Mikrofone (Kühne). 9. Aufl.

16 • Widerstandskunde für Radio-Praktiker (Hoffmeister). 6. Aufl.

19 • • • Optoelektronik (Rathelser/Pichler).

20 • • Methodische Fehlersuche in Rundfunkempfängern (Renardy/Lummer). 14. Aufl.

22 • • • Lehrgang Radiotechnik Band I (Jacobs). 12. Aufl.

24 • • • desgl., Band II (Jacobs). 8. Aufl.

25 • • • Amateur-Funkfernschreibtechnik RTTY (Pietsch)

29 • • • Kleines ABC der Elektroakustik (Büscher). 7. Aufl.

30 • • • UHF-Amateurfunk-Antennen (Reithofer)

34 • • • Von der Mengenlehre zur Schaltalgebra (Siegfried).

35 • • Systemanalyse und System-Design (Lewandowski).

38 • • • • SSB- und ISB-Technik (Pelka).

40 • Fachwörter der Elektronik (Franz). 2. Aufl.

44 • • • KW- und UKW-Amateurfunk-Antennen (Diefenbach). 10. Aufl.

46 • Sendertabelle (Schneider/Redlich). 2. Aufl.

50 • • Prakt. Antennenbau (Mende). 16. Aufl.

51 • • Kleine Fernseh-Bildfehler-Fibel (Gies/Kirsch). 2. Aufl.

53 • • • Elektroflug (Bruß).

54 • • • Schaltalgebra im Experiment (Kleemann)

55 • • • Fernsehtechnik von A biz Z (Conrad). 5. Aufl.

58 • • Morselehrgang (Diefenbach). 10. Aufl.

59 • • Funk-Entstörungs-Praxis (Mende). 5. Aufl.

60 • • Die Widerstand-Kondensator-Schaltung (Schneider). 7. Aufl.

64 • • Einführung in die Operationsverstärker-Technik (Hirschmann). 2. Aufl.

65 • • • Operationsverstärker-Anwendung (Hirschmann).

68 • • • Kleine Elektronik-Formelsammlung (Rose). 14. Aufl.

69 • • Integrierte Schaltungen in Frage und Antwort (Hibberd).

70 • • • Laser, Maser, Hologramme (Ferretti)

72 • • Drahtlose Fernsteuerung von Flugmodellen (Schultheiss). 6. Aufl.

80 • • • • Das Spulenbuch – Hochfrequenzspulen (Sutaner). 6. Aufl.

82 • • Was ist ein Mikroprozessor? (Pelka). 2. Aufl.

83 • • Mikrofon-Aufnahmetechnik (Praetzel/Warnke)

84 • • Fernsehantennen-Praxis (Mende). 13. Aufl.

85 • • • HIFI-Schaltungs- und Baubuch (Kühne/Horst). 7. Aufl.

87 • • Methodische Fehlersuche in der Industrie-Elektronik (Benda).

88 • • Schliche und Kniffe für Radiopraktiker (Kühne). 7. Aufl.

90 • Netzgeräte mit ICs (Sehrig).

92 • • • Einfache Experimente mit digitalen Schaltgliedern (Wirsum).

93 • • Schaltungen für die Modellfernsteuerung (Bruß). 7. Aufl.

Siegfried Wirsum

Experimente mit digitalen Schaltgliedern

Das Know-how zum kontaktlosen Schalten, Steuern, Zählen, Messen und Überwachen

Mit 180 Abbildungen und 3 Tabellen

FRANZIS-VERLAG MÜNCHEN

K 648
9.80

Nr. 92 der RPB-electronic-taschenbücher

CIP-Kurztitelaufnahme der Deutschen Bibliothek

Wirsum, Siegfried
Experimente mit digitalen Schaltgliedern: d. Know-how zum kontaktlosen Schalten, Steuern, Zählen, Messen u. Überwachen. – 1. Aufl. – München: Franzis-Verlag, 1977.
(|RPB-Elektronik-Taschenbücher| RPB-electronic-taschenbücher; Nr. 92)
ISBN 3-7723-0921-6

1977

Franzis-Verlag GmbH, München

Sämtliche Rechte – besonders das Übersetzungsrecht – an Text und Bildern vorbehalten. Fotomechanische Vervielfältigung nur mit Genehmigung des Verlages. Jeder Nachdruck, auch auszugsweise, und jede Wiedergabe der Abbildungen, auch in verändertem Zustand, sind verboten.

Druck: Franzis-Druck GmbH, Karlstr. 35, München 2
Printed in Germany. Imprimé en Allemagne.

ISBN 3-7723-0921-6

Vorwort

Irgendwann begegnet uns die Digitaltechnik in der Elektronik-Hobbypraxis. Wichtig ist dabei, daß wir bei den ersten digitalen Versuchen die Besonderheiten dieser Technik kennenlernen.

Dieses Kennenlernen möchte Ihnen der vorliegende Praktikerband mit den Themenschwerpunkten Elementares – Praktische Hinweise – einfache Versuche und Geräte mit digitalen Schaltgliedern etwas erleichtern.

Die Beschreibungen und Versuche sollen dem Leser nur grundsätzliche Abhängigkeiten, Funktionsabläufe und Besonderheiten von digitalen Schaltungen näherbringen. Die bewußt einfach gehaltenen Schaltbeispiele zum kontaktlosen Schalten, Steuern, Zählen, Messen und Überwachen sind mit preisgünstigen integrierten Digitalschaltungen aufgebaut, die fast überall erhältlich sind.

Wenn der kleine Beitrag für die digitale Praxis entsprechende Anregungen zu einer späteren Vertiefung der Kenntnisse auf diesem Gebiet gegeben hat, so ist damit seine Aufgabe bereits erfüllt.

Siegfried Wirsum

Wichtiger Hinweis

Die in diesem Buch wiedergegebenen Schaltungen und Verfahren werden ohne Rücksicht auf die Patentlage mitgeteilt. Sie sind ausschließlich für Amateur- und Lehrzwecke bestimmt und dürfen nicht gewerblich genutzt werden*).

Alle Schaltungen und technischen Angaben in diesem Buch wurden vom Autor mit größter Sorgfalt erarbeitet bzw. zusammengestellt und unter Einschaltung wirksamer Kontrollmaßnahmen reproduziert. Trotzdem sind Fehler nicht ganz auszuschließen. Der Verlag sieht sich deshalb gezwungen, darauf hinzuweisen, daß er weder eine Garantie noch die juristische Verantwortung oder irgendeine Haftung für Folgen, die auf fehlerhafte Angaben zurückgehen, übernehmen kann. Für die Mitteilung eventueller Fehler sind Autor und Verlag jederzeit dankbar.

*) Bei gewerblicher Nutzung ist vorher die Genehmigung des möglichen Lizenzinhabers einzuholen.

Inhalt

1	**Elementares**	7
1.1	Analog-Digital	7
1.2	Die logischen Schaltbilder	8
1.3	Elektronik ersetzt Mechanik. Kontaktlose Halbleiterschalter	11
1.4	Signaleingabe durch mechanische Schalter	14
1.5	Die Realisierung von Grundverknüpfungen mit NAND-Schaltgliedern	19
1.6	Ein programmierbares COS/MOS-Schaltglied	22
1.7	Grundelemente der Digitaltechnik: Bistabile Kippstufen	22
1.7.1	Das SR-Flipflop	24
1.7.2	Das RST-Flipflop	28
1.7.3	Das D-Flipflop	30
1.7.4	Flipflops mit statischen und dynamischen Eingängen	32
1.7.5	Das Master-slave-Flipflop	33
1.8	Informationen werden von einer Speicherzelle zur nächsten geschoben	36
1.8.1	Schieberegister	36
1.8.2	Endlos-Schieberegister – Umlaufregister – Ringzähler	37
1.8.3	Elektronisches Schrittschaltwerk – Lauflichtsteuerung mit Ringzähler	40
1.8.4	Kollektorlose Motore	43
1.8.5	Elektronische Melodiengeber	48
1.8.6	Ringzähler als Digital-Analogwandler	49
1.8.7	Treppenspannungsgenerator	49
1.9	Zähler – Frequenzteiler – Speicher	49
1.9.1	Dualzähler	50
1.9.2	Zwei Zählerarten	51
1.9.3	Vor-/Rückwärtszähler	51
1.9.4	Binärzähler mit Flip-Flops	52
1.9.5	Ein Dezimalzähler mit BCD-Codierung	52
1.9.6	Frequenzzähler und Zeitmesser	58
1.9.7	Die Entschlüsselung von binären Informationen und die Sichtbarmachung in Dezimalziffern	58
1.9.8	Frequenzteiler	60
1.9.9	Frequenzvervielfachung	62

2	**Praktische Hinweise**	64
2.1	TTL-Schaltglieder	64
2.2	...und bei C-MOS-Schaltungen	70
2.3	Logiktreiber- und Leistungstreiberstufen	72
2.4	Periphere Signalübertragung	75
2.5	Gemischter Aufbau – Interfaceschaltungen	76
2.6	Stromversorgungen für Digitalschaltungen	81
2.7	Taktgeneratoren	90
2.8	Experimentierplatten	95
3	**Einfache Schaltbeispiele**	97
3.1	Digitale Schalter	97
3.1.1	Berührungssicherer Fühlerschalter	97
3.1.2	Elektronische Raumsicherung	100
3.1.3	Ein elektronischer Umschalter	101
3.1.4	Ein vollelektronischer Drehschalter	104
3.1.5	Ein elektronisches Lauflicht	110
3.2	Kippschaltungen, Impulsformer und Oszillatoren	110
3.2.1	Multivibrator mit einem RC-Glied	110
3.2.2	Symmetrischer, astabiler Multivibrator	114
3.2.3	Quarzoszillator	115
3.2.4	Monostabile Kippschaltung mit zwei NAND-Schaltgliedern	118
3.2.5	Einfacher Impulsformer	121
3.2.6	Taktgenerator mit zwei Schmitt-Triggern	122
3.2.7	Zeitgeber 555 als Impulsgeber	123
3.2.8	Leistungsoszillator TA 775 G als Rechteck-, Takt- und Tongenerator	129
3.3	Analog-Digitalwandler	131
3.4	Frequenzteiler	133
3.4.1	Der SN 74 900 als Frequenzteiler	135
3.4.2	Frequenzteiler mit C-MOS 4018	138
3.5	Frequenzvervielfachung	140
4	**Einfache Geräteschaltungen mit digitalen Schaltgliedern**	141
4.1	Ein Frequenz- und Drehzahlmesser	141
4.2	RC-Brücke mit digitalen Schaltgliedern	148
4.3	Ultraschall-Fernsteuerung	151
4.3.1	Ein einfacher Ultraschallsender	152
4.3.2	Der Ultraschallempfänger	152
4.3.3	Ein „gepulster" Ultraschallsender mit Empfänger	153

4.4 Infrarot- und Ultraschallfernsteuerungen, leicht aufgebaut 159
4.4.1 Der Sender 159
4.4.2 Der Empfänger 159
4.5 Analoge Anwendungen mit C-MOS-Schaltgliedern 164
4.5.1 Ein Rundfunkempfänger mit einem Digital-IC 164
4.5.2 Ein Mini-Mischpult mit digitalem C-MOS-IC 168
4.5.3 Lautsprecherverstärker mit einem C-MOS-Schaltglied 171
4.5.4 Ein Allround-IC-NF-Lautsprecherverstärker 173

Anhang 177
Literatur 182
Sachverzeichnis 183

1 Elementares

1.1 Analog – Digital

Bei *analogen* Schaltungen kann die Ausgangsgröße *entsprechend* der Eingangsgröße praktisch jeden Wert zwischen Null und eine durch die Schaltung bedingte Maximalgröße annehmen. Der Eingangswert verursacht einen *entsprechenden* Ausgangswert. Die Ausgangsgröße kann analog der Eingangsgröße *kontinuierlich* zu- oder abnehmen. Es besteht eine Proportionalität zwischen Ein- und Ausgangswert.

Bei *digitalen* Schaltungen kann die Information *nur zwei Werte* annehmen, nämlich Ein oder Aus, Strom vorhanden oder nicht, 0 und 1, hohes (H) oder niedriges (L) Potential. Zwischenwerte gibt es nicht. Es ist belanglos, wie groß die Spannung innerhalb der beiden festgelegten Spannungsbereiche für H und L ist. Der L-Bereich kann beispielsweise mit 0,8 V und der H-Bereich mit 2 V bestimmt sein. Spannungen von 2,1, 3 und 4 V bedeuten H-Potential. Damit sind die Spannungsgrenzen für die beiden möglichen Zustände H und L für ein bestimmtes Logiksystem klar definiert. Es gibt eben nur eine binäre, d. h. *zweiwertige Information*.

Zuordnung

Die in der Digitaltechnik möglichen logischen Zustände 0 und 1 werden bei der zweiwertigen positiven Logik durch die Schaltzustände
H = High = H-Potential = Potential das am nächsten + ∞ liegt, also positiver wie das L-Signal
und
L = Low = L-Potential = Potential das am nächsten – ∞ liegt,
repräsentiert.

Diese beiden Begriffsdefinitionen genügen daher für die Darstellung von Funktionsabläufen in Digital-Schaltungen, während zur Darstellung mathematischer Zusammenhänge die Bezeichnungen 0 und 1 als logische Werte benutzt werden.

Digitale Schaltglieder

Grundbausteine digitaler Systeme sind digitale Verknüpfungsglieder, d. h., Schaltglieder, deren Ausgangszustand von bestimmten Eingangsbedingungen abhängig ist. Diese „logischen Verknüpfungen" werden in mathematischer Hinsicht durch die Schaltalgebra bzw. die Boolsche Algebra beschrieben.

In der heutigen Elektronik werden die Verknüpfungsglieder kaum mehr durch eine bestimmte Anordnung von mechanischen Schaltern oder Relais realisiert, sondern durch mechanisch kontaktlose, meist in integrierter Technik aufgebaute Schaltglieder, die ausgangsseitig einen bestimmten Signalzustand in Abhängigkeit von bestimmten Eingangsbedingungen annehmen. Sie erfüllen daher eine spezifische Schaltfunktion.

Man spricht hier von einer „Funktion" deshalb, weil der Ausgangszustand von einer Anzahl von Faktoren oder besser Eingangsvariablen abhängt.

Eine praktische UND-Entscheidung aus dem täglichen Leben, wo wir unbewußt Logikentscheidungen in UND-NAND-OR-NOR treffen müssen:

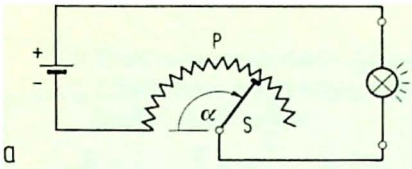
Personaleinstellung: Fachliche Qualifikation nachgewiesen: Ja
Charakterliche Eignung, guter Leumund vorhanden: Ja
Gesundheitlich geeignet für die Stelle: Ja
Entscheidung: Ja, d. h., Einstellung.

Es handelt sich hier um eine UND-Entscheidung, da das Ergebnis von drei Bedingungen abhängig ist, die *alle* erfüllt (ja) werden müssen, damit die Entscheidung mit ja ausfällt. Wird nur eine Frage mit nein beantwortet, so fällt die Entscheidung negativ (mit nein) aus.

1.2 Die logischen Schaltbilder

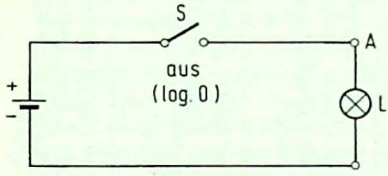
Die sog. Wahrheitstafeln zeigen die Verknüpfungszustände zwischen den Eingangsvariablen und dem Ausgang. So ist beispielsweise die Schaltfunktion eines UND-Gatters, das man sich als die Reihenschaltung von mehreren Schaltern vorstellen kann (*Abb. 2a*), dadurch gekennzeichnet, daß am Ausgang nur dann eine Spannung (H-Signal) auftritt, wenn sämtliche in Reihe angeordneten Schalter eingeschaltet sind bzw. an sämtlichen Gattereingängen H-Potential anliegt. Diese Bedingungen müssen erfüllt sein, damit die Lampe brennt, d. h., am Ausgang A Spannung (H-Potential) auftritt. Eine „ODER-Schaltung" mit mechanischen Schaltern zeigt *Abb. 2b*.

Die in der Digitaltechnik häufig vorkommenden Verknüpfungsglieder (Gatter) mit ihren jeweiligen „log. Funktionen", Schaltfunktionen sowie Schaltsymbolen sind in der *Tafel 1* anschaulich zusammengefaßt. Die Zahl der Eingänge kann dabei unbegrenzt sein und verändert sich daher nicht in ihrer logischen Funktion. Die Wahrheitstafeln und Signalverläufe zeigen die Abhängigkeit des Ausgangszustandes eines Grundschaltgliedes von den Eingangsvariablen. Die Merksätze liefern eine Kurzaussage über das logische Verhalten des jeweiligen Grund-Schaltgliedes.



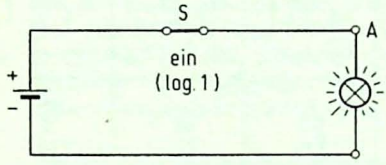
a

Abb. 1a) Analoge Helligkeitssteuerung.



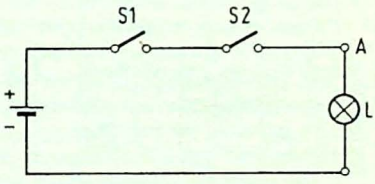
b

Abb. 1b)
Schalter ist geöffnet;
Die Lampe brennt nicht.



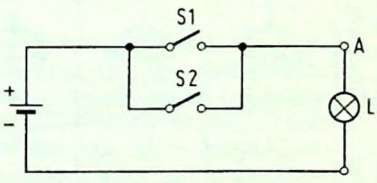
c

Abb. 1c)
Schalter ist geschlossen;
Die Lampe brennt.



a

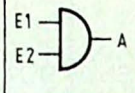
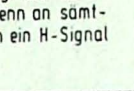
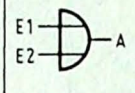
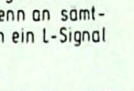
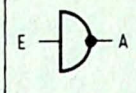
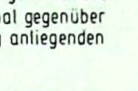
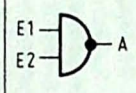
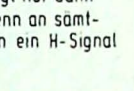
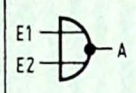
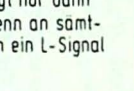
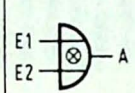
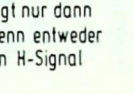
Abb. 2a) UND-Schaltung. Die Lampe brennt nur dann, wenn S 1 und S 2 geschlossen sind; b) ODER-Schaltung. Die Lampe brennt, wenn S 1 oder S 2 geschlossen ist. Anders ausgedrückt: die Lampe brennt dann nicht, wenn S 1 **und** S 2 offen sind.



b

"ODER"-Schaltung
Die Lampe brennt, wenn S1 ODER S2 eingeschaltet ist. Anders ausgedrückt: Der Ausgang A hat nur dann ein 0-Signal (L), wenn S1 und S2 ausgeschaltet sind.

Tafel 1. Schaltglieder und ihre log. Verhaltensweisen

Schaltfunktion	Schaltsymbol	Schaltzustände	Log. Funktion	Signaldiagramm	Merksatz
UND **(AND)** Konjunktion		E1 E2 | A L L | L L H | L H L | L H H | H	A = E1 · E2 H = E1 ∧ E2 ·, ∧ = Symbol für UND		Der Ausgang zeigt nur dann ein H-Signal, wenn an sämtlichen Eingängen ein H-Signal anliegt.
ODER **(OR)** Disjunktion		E1 E2 | A L L | L L H | H H L | H H H | H	A = E1 + E2 A = E1 ∨ E2 +, ∨ = Symbol für ODER		Der Ausgang zeigt nur dann ein L-Signal, wenn an sämtlichen Eingängen ein L-Signal anliegt.
NICHT **(NOT)** Negation		E | A L | H H | L	$A = \bar{E}$ — = Symbol für Negation		Der Ausgang zeigt immer das umgekehrte Signal gegenüber dem am Eingang anliegenden Signal.
NICHT-UND **(NAND)** negierte Konjunktion		E1 E2 | A L L | H L H | H H L | H H H | L	$A = \overline{E1 \wedge E2}$		Der Ausgang zeigt nur dann ein L-Signal, wenn an sämtlichen Eingängen ein H-Signal anliegt.
NICHT-ODER **(NOR)** negierte Disjunktion		E1 E2 | A L L | H L H | L H L | L H H | L	$A = \overline{E1 \vee E2}$		Der Ausgang zeigt nur dann ein H-Signal, wenn an sämtlichen Eingängen ein L-Signal anliegt.
EXKLUSIV-ODER **(EXCLUSIV-OR)** Antivalenz		E1 E2 | A L L | L L H | H H L | H H H | L	$A = \bar{E1}E2 + E1\bar{E2}$		Der Ausgang zeigt nur dann ein H-Signal, wenn entweder E1 oder an $\bar{E2}$ ein H-Signal anliegt.

1.3 Elektronik ersetzt Mechanik. Kontaktlose Halbleiterschalter: Schalt-Transistoren und Digitalschaltungen

Die beiden eindeutigen Schaltzustände, nämlich Ein und Aus, stromleitend oder stromsperrend sind für elektrische und elektromechanische Schalter charakteristisch. Beim heutigen Stand der Halbleitertechnik werden diese bevorzugt durch Transistoren als elektronische Schalter ersetzt. Diese kontaktlosen Schalter haben viele Vorteile wie Steuerung größerer Lastströme durch kleine Steuerströme, Kleinheit, hohe Arbeitsgeschwindigkeit, geräusch- und wartungslos, verschleißfrei. Von besonderer Bedeutung sind die Fortschritte auf dem Gebiet der integrierten Schaltungen, die überhaupt die Entwicklung von umfangreichen Logiksystemen ermöglichten. Auf einem mikroskopisch kleinen, einkristallinen Siliziumplättchen kann eine Vielzahl von „Transistorschaltern" hergestellt und miteinander so verknüpft werden, daß damit eine vollständige Schalteinheit, die eine bestimmte logische Funktion erfüllt und in einem kleinen Plastik-Steckgehäuse untergebracht werden kann.

Dabei nehmen integrierte Digitalschaltungen mit Feldeffekttransistoren immer mehr an Bedeutung zu, da der FET im Gegensatz zum bipolaren Transistor „spannungsgesteuert" werden kann und der Leistungsbedarf sehr gering ist. Hier steuert eine Elektrode (Gate), die an dem in der Leitfähigkeit veränderlichen „Kanal" angeordnet ist, den Stromfluß über die Anschlüsse S (Source, Quelle) und Drain (Abfluß), die miteinander über den Kanal verbunden sind. Der geringe Leistungsbedarf wie auch der geringe Platzbedarf von FETs, die in Komplementärausführung herstellbar sind, seine Selbstisolation, was eine hohe Packungsdichte bedeutet, machen ihn als „Schalter" in ICs besonders interessant.

Integrierte Digitalschaltungen gibt es als *Schaltungsfamilien*, bei denen die einzelnen Schaltglieder eine Reihe aufeinander abgestimmte Daten haben, wie beispielsweise gleiche Betriebsspannung, gleiche Logikpegel für L und H, gleiche Arbeitsgeschwindigkeiten. TTL-Serie SN 74... oder die COS/MOS-Schaltungsreihe CD... sind Beispiele hierzu. Bei integrierten Großschaltungen (LSI = Long Scale Integration) ist der Integrationsgrad besonders groß, wobei die gesamte Steuerlogik mit zahlreichen Verknüpfungsgliedern, d. h., die gesamte Digitalschaltung auf einem Halbleiterchip untergebracht wird. Die wirtschaftlichen Vorteile derartiger Schaltungen ermöglichen beispielsweise hochkomplexe Taschenrechner zu einem äußerst niedrigen Preis.

Der Transistor als Verstärker

Bei linearem Betrieb eines Transistors als Verstärker muß eine einwandfreie Proportionalität zwischen Ein- und dem um den Verstärkungsfaktor vergrößerten Ausgangssignal vorhanden sein. Der Transistor als Verstärker wird daher so beschaltet, daß dieser im linearen Gebiet der Spannungsübertragungscharakteristik in Durchlaßrichtung arbeitet. Ohne Ansteuerung liegt der Arbeitspunkt ungefähr in der Mitte der Arbeitsgeraden. Dadurch ist gewährleistet, daß auch bei größerem Eingangssignal noch eine lineare Verstärkung erfolgt. Die Amplitude des Steuersignals darf jedoch nicht so groß sein, daß dadurch das Sperr- oder Sättigungsgebiet berührt wird. In diesem Fall wäre keine lineare Verstärkung mehr vorhanden.

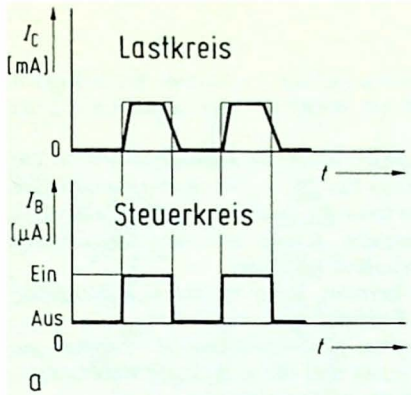
Der Transistor als Schalter: Der Arbeitskreis wird ohne mechanische Kontakte durch den Steuerkreis geschaltet

Im Gegensatz zur Verwendung des Transistors als Verstärker, bei dem durch das Steuersignal der Transistor mehr oder weniger leitend wird, darf der Transistor als Schalter nur zwei extreme Schaltzustände einnehmen, nämlich voll leitend oder voll gesperrt (idealer Schalter). Die „Zwischenstationen" zwischen dem vollkommenen Sperr- und voll durchgesteuertem, leitenden Zustand müssen schnellstens durchlaufen werden, damit dieser als Schalter brauchbar ist. Der Übergang zwischen den beiden Extremzuständen muß aus Verlustleistungsgründen schnellstens erfolgen. Dafür gibt es besondere Schalttransistoren und digitale integrierte Schaltungen, die kurze Einschalt- und Ausschaltzeiten und geringe Rest-Sperrströme haben und im voll durchgeschalteten Zustand einen geringen „Schalterübergangswiderstand" bzw. Durchlaßwiderstand besitzen (Sättigungsspannung = Collector-Emitterspannung im voll durchgeschalteten Zustand).

Geschlossener und offener Schalter

Wie *Abb. 3a* zeigt, liefert der Steuerkreis zum Durchschalten des Transistors einen ausreichenden konstanten Steuerstrom oder entzieht ihm diesen vollkommen. Damit der Transistor nicht überlastet wird, wird der Steuerstrom durch den Vorwiderstand R so begrenzt, daß noch keine Überlastung auftritt und der andererseits so groß ist, daß der Transistor voll durchgesteuert (Sättigungsbetrieb) wird (*Abb. 3b*). Der Ausgang A hat L-Potential. Durch vollkommenen Steuerstromentzug (Schalter S geöffnet) wird der Transistor wiederum vollkommen gesperrt, wenn man vor dem vernachlässigbaren Sperrstrom (Ruhestrom) absieht. Der Ausgang A hat dann H-Potential (*Abb. 3c*).

Wie die Transistorübertragungskennlinie zeigt, erfolgt bei Änderung des



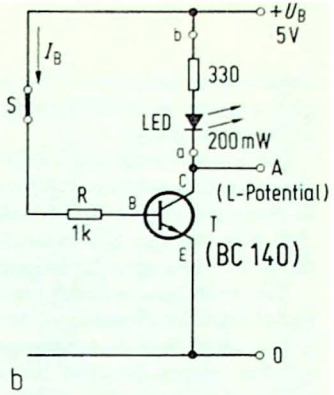
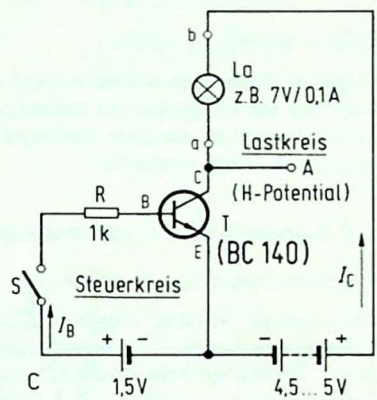
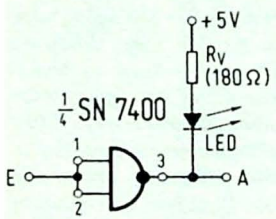


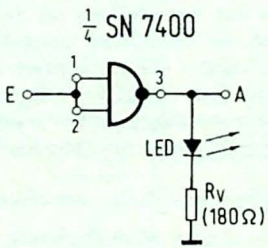
Abb. 3a) Schaltverhalten von Steuer- und Lastkreis bei einem Transistor; b) Schalter S geschlossen, Ausgang A hat L-Potential; c) Schalter S geöffnet, Ausgang A hat H-Potential; d) NAND-Glied als Inverter mit LED-Anzeige; e) NAND-Glied als Inverter mit LED-Anzeige gegen Masse geschaltet





E	A	LED
H	L	☼
L	H	○

d



E	A	LED
H	L	○
L	H	☼

e

logischen Eingangszustandes (log. 0 = L und log. 1 = H) eine fast schlagartige Ausgangszustandsänderung auf den positiven oder negativen Pol der Betriebsspannung.

Die Verzögerung und Verformung des Ausgangsimpulses ist auf die Ladungsträgerbewegung im Kristall zurückzuführen, die eine bestimmte Zeit in Anspruch nimmt. Bei Schalterbetrieb wird der Transistor übersteuert, wodurch sich die Einschaltzeit verkürzt, jedoch aber die Ausschaltzeit durch den erhöhten Ladungsträgerabfluß verzögert.

Der Transistor arbeitet hier als Inverter, denn bei einem L-Eingangssignal liegt der Ausgang A auf H-Potential und umgekehrt.

Die möglichen Beschaltungen eines NAND-Gliedes als Inverter geschaltet, zeigen die *Abb. 3d* und *e* mit den dazugehörigen Funktionstabellen. Als Zustandsindikator wird ein LED verwendet.

Weitere Halbleiterschalter

Darüber hinaus gibt es eine weitere Anzahl von kontaktlosen Halbleiterschaltern wie beispielsweise Thyristoren, die jedoch für die Leistungselektronik besonders geeignet sind und für den Aufbau von Steuerlogiken weniger in Frage kommen.

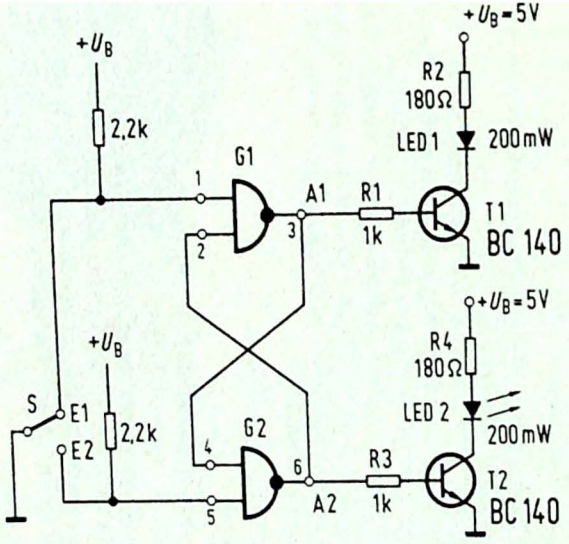
1.4 Signaleingabe durch mechanische Schalter

Prellfreies Schalten erforderlich

Mechanische Schalter haben – abgesehen von der Beschränkung ihrer Schaltgeschwindigkeit – einen besonderen Nachteil, nämlich, sie *prellen*. Unter Prellen versteht man das kurzzeitige Vibrieren der Kontakte während der ersten Zeitphase des Schließvorganges, das vor allem durch die Nachgiebigkeit der federnden Kontakte verursacht wird und nicht definierbare Impulse bei der Verwendung im Zusammenhang mit integrierten Digitalschaltungen, die kurze Ansprechzeiten haben, auslösen kann. Müssen mechanische Schalter mit integrierten Digitalschaltungen zusammenarbeiten, so ist eine *Entprellung* derartiger Schalter unbedingt notwendig. Zur Erzielung einwandfreier Schaltverhältnisse werden mechanische Schalter in der Digitaltechnik auf elektronischem Wege *prellfrei* gemacht.

Wie werden mechanische Schalter auf elektronischem Wege entprellt?

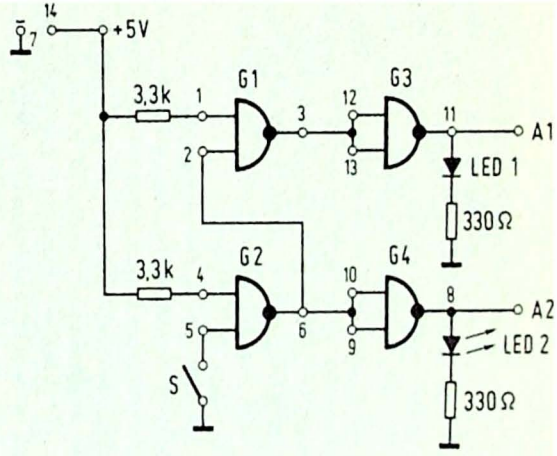
Das kann mittels zweier NAND-Gatter durchgeführt werden, die zu einem Flipflop zusammengeschaltet sind (*Abb. 4a* und *b*). Dadurch wird sofort nach der ersten Kontaktberührung der Schaltzustand festgelegt, da nur die H-L-Flanke schaltet, so daß sich der mechanische Prelleffekt nicht mehr nachteilig auswirken kann (vgl. dazu auch Abb. 13 auf Seite 27).



$\frac{1}{2}$ SN 7400

E1	E2	A1	A2	LED1	LED2
L	H	H	L	☼	○
H	L	L	H	○	☼

a



S	$G1_3$	$G2_6$	$G3_{11}$	$G4_8$	LED 1	LED 2
⟋	H	L	L	H	○	☼ brennt
—	L	H	H	L	☼	○

b

Abb. 4a) Schalterentprellung durch ein Flip-Flop realisiert mit zwei NAND-Gliedern mit LED-Schaltzustandsanzeige; b) Schalterentprellung durch Flip-Flop mit Schaltzustandsanzeige, aufgebaut mit einem 4fach-NAND-Schaltglied SN 7400 (FLH 101)

logischen Eingangszustandes (log. 0 = L und log. 1 = H) eine fast schlagartige Ausgangszustandsänderung auf den positiven oder negativen Pol der Betriebsspannung.

Die Verzögerung und Verformung des Ausgangsimpulses ist auf die Ladungsträgerbewegung im Kristall zurückzuführen, die eine bestimmte Zeit in Anspruch nimmt. Bei Schalterbetrieb wird der Transistor übersteuert, wodurch sich die Einschaltzeit verkürzt, jedoch aber die Ausschaltzeit durch den erhöhten Ladungsträgerabfluß verzögert.

Der Transistor arbeitet hier als Inverter, denn bei einem L-Eingangssignal liegt der Ausgang A auf H-Potential und umgekehrt.

Die möglichen Beschaltungen eines NAND-Gliedes als Inverter geschaltet, zeigen die *Abb. 3d* und *e* mit den dazugehörigen Funktionstabellen. Als Zustandsindikator wird ein LED verwendet.

Weitere Halbleiterschalter

Darüber hinaus gibt es eine weitere Anzahl von kontaktlosen Halbleiterschaltern wie beispielsweise Thyristoren, die jedoch für die Leistungselektronik besonders geeignet sind und für den Aufbau von Steuerlogiken weniger in Frage kommen.

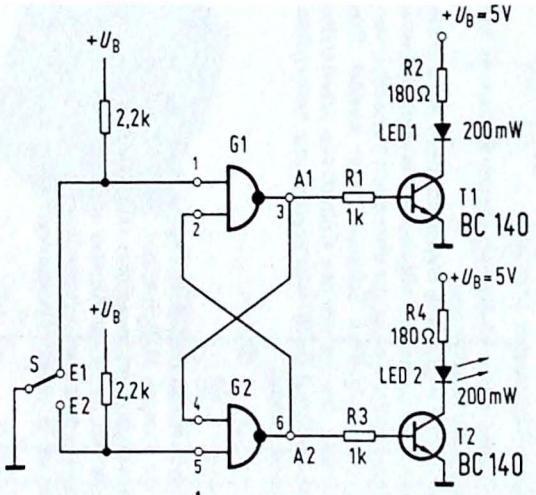
1.4 Signaleingabe durch mechanische Schalter

Prellfreies Schalten erforderlich

Mechanische Schalter haben – abgesehen von der Beschränkung ihrer Schaltgeschwindigkeit – einen besonderen Nachteil, nämlich, sie *prellen*. Unter Prellen versteht man das kurzzeitige Vibrieren der Kontakte während der ersten Zeitphase des Schließvorganges, das vor allem durch die Nachgiebigkeit der federnden Kontakte verursacht wird und nicht definierbare Impulse bei der Verwendung im Zusammenhang mit integrierten Digitalschaltungen, die kurze Ansprechzeiten haben, auslösen kann. Müssen mechanische Schalter mit integrierten Digitalschaltungen zusammenarbeiten, so ist eine *Entprellung* derartiger Schalter unbedingt notwendig. Zur Erzielung einwandfreier Schaltverhältnisse werden mechanische Schalter in der Digitaltechnik auf elektronischem Wege *prellfrei* gemacht.

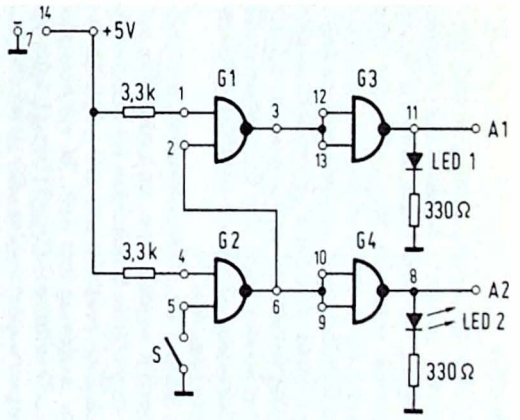
Wie werden mechanische Schalter auf elektronischem Wege entprellt?

Das kann mittels zweier NAND-Gatter durchgeführt werden, die zu einem Flipflop zusammengeschaltet sind (*Abb. 4a* und *b*). Dadurch wird sofort nach der ersten Kontaktberührung der Schaltzustand festgelegt, da nur die H-L-Flanke schaltet, so daß sich der mechanische Prelleffekt nicht mehr nachteilig auswirken kann (vgl. dazu auch Abb. 13 auf Seite 27).



a

E1	E2	A1	A2	LED1	LED 2
L	H	H	L	☼	○
H	L	L	H	○	☼



b

S	$G1_3$	$G2_6$	$G3_{11}$	$G4_8$	LED 1	LED 2
⟋	H	L	L	H	○	☼ brennt
—	L	H	H	L	☼	○

Abb. 4a) Schalterentprellung durch ein Flip-Flop realisiert mit zwei NAND-Gliedern mit LED-Schaltzustandsanzeige; b) Schalterentprellung durch Flip-Flop mit Schaltzustandsanzeige, aufgebaut mit einem 4fach-NAND-Schaltglied SN 7400 (FLH 101)

Elektronische Schalter maßgeschneidert

Als modernes Schalter-Bauelement für die Digitaltechnik ist die leichtgängige, spielfreie und vibrationssicher gelagerte Kurzhub-Schwenktaste „digitast" von Schadow zu erwähnen, die den Trend moderner Schaltertechnik für die Digitalelektronik erkennen läßt (*Abb. 5a*). Das Mikro-Umschaltsystem mit gekreuzten Golddraht-Kontakten ist direkt kompatibel mit integrierten Flipflop-Schaltungen, wodurch absolute Prellfreiheit ohne Signalverzögerung erreicht wird. Die Kontaktanordnung ist in Dual-in-line-Raster durchgeführt, so daß diese problemlos auf einseitig bedruckten Leiterplatten montiert werden kann. Die Kurzhubschwenktaste kann wahlweise zur Funktionsanzeige mit einer Leuchtdiode geliefert werden. Die prinzipielle Schaltung zeigt *Abb. 5b*.

Mit Hilfe dieses mechanischen Schalter-Grund-Bauelementes, das in beliebiger Tastenzahl aneinandergereiht werden kann, in Verbindung mit TTL-Digitalbausteinen lassen sich prellfreie Schaltungen für individuelle Anwendungen herstellen. *Abb. 5c* zeigt beispielsweise eine achtfache Tastenanordnung mit gegenseitiger Auslösung und *Abb. 5d* mit zentraler Auslösung. Das an den Ausgängen Q auftretende Signal H oder L kann daher entweder direkt zur Steuerung verwendet werden oder als Schaltsignal zur Durchsteuerung weiterer Leistungstransistoren oder Transistoranordnungen verwendet werden.

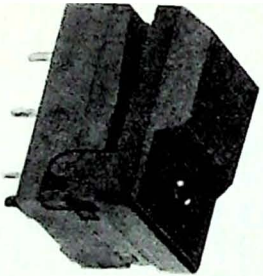
Wie arbeitet ein kontaktloser Einbautaster (Abb. 6a)

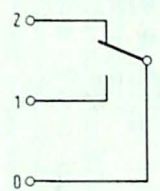
Derartige Schalter und Taster haben häufig ihre eigene Elektronik mit maßgeschneiderten integrierten Schaltungen.

Bei dem abgebildeten Taster wird durch Betätigen eines Stößels ein Permanentmagnet in seiner Lage zu einem Hallgenerator verändert. Durch das Magnetfeld entsteht eine Hallspannung, die über einen Verstärker verstärkt wird und einen darauffolgenden Schmitt-Trigger auslöst. Das Triggersignal kann dann über die mit offenen Collectoren arbeitenden Ausgangstransistoren, die das Signal gleich- oder gegenphasig weiterleiten, für Steuerzwecke verwendet werden.

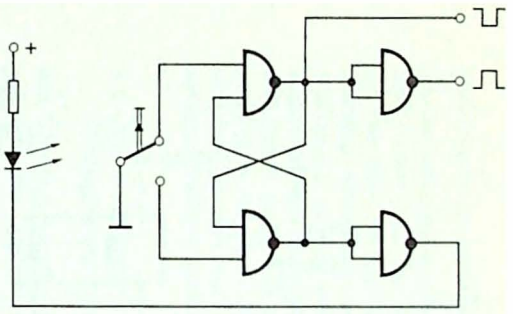
Alles auf einem Siliziumchip

Die Firma Sprague hat einen neuen Halleffekt-Digitalschalter entwickelt, bei dem in monolithischer Technik Hallgenerator, Verstärker und Ausgangsstufe sowie ein Spannungsregler ausgeführt sind. Die digitalen Anwendungen sind sehr zahlreich, da sie zur Ansteuerung von MOS-Logikschaltungen wie auch Bipolarschaltungen verwendbar sind. Der komplette berührungslose Schalter ist in einem Transistorgehäuse mit drei Anschlüssen enthalten.

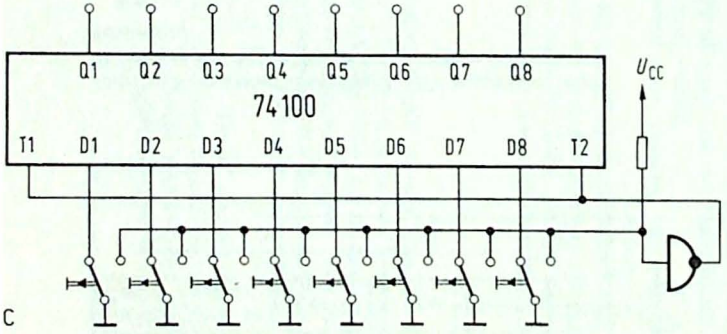




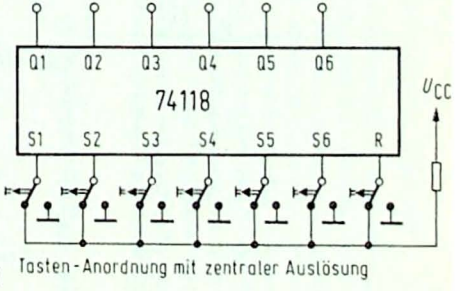
a Schaltbild



b



c



d Tasten-Anordnung mit zentraler Auslösung

Abb. 5a) **Foto:** „Digitast", ein Schalter-Bauelement für die Digitaltechnik mit Schaltbild; b) Schalterbauelement mit Entprell-Flip-Flop und LED-Zustandsanzeige; c) Tastenanordnung mit gegenseitiger Auslösung (8-Bit-Flipflop getaktet, Schadow); d) Tastenanordnung mit zentraler Auslösung (6-Bit Flipflop ungetaktet, gemeinsames Reset, Schadow)

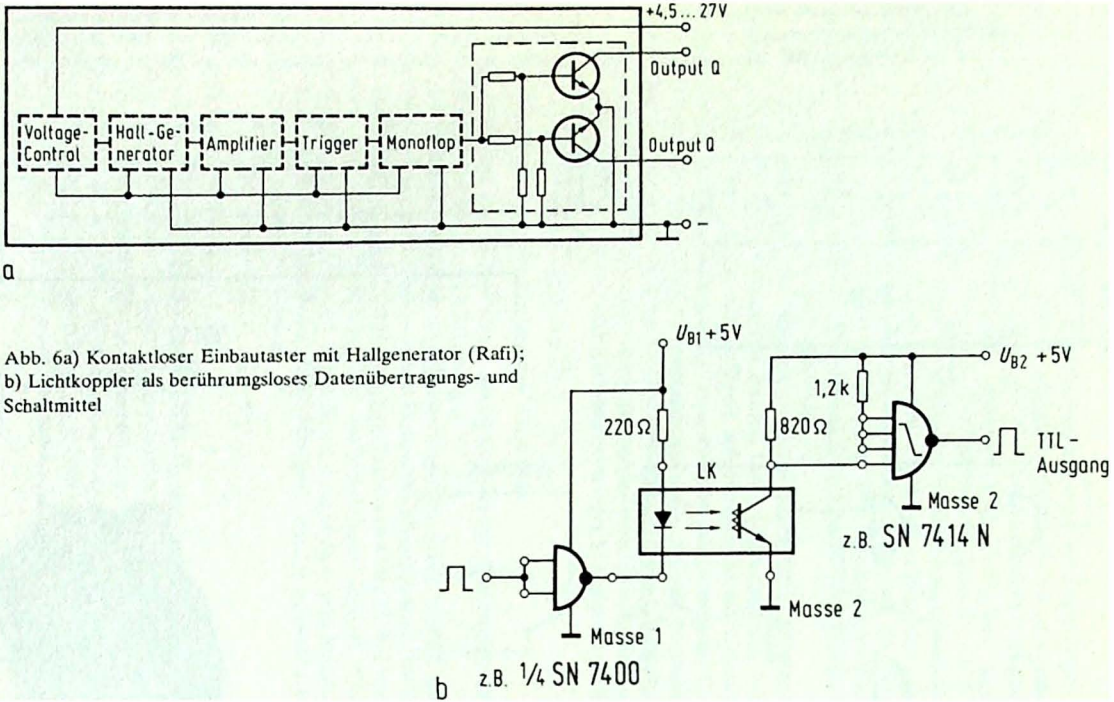


Abb. 6a) Kontaktloser Einbautaster mit Hallgenerator (Rafi); b) Lichtkoppler als berührumgsloses Datenübertragungs- und Schaltmittel

Optokoppler als berührungsloses Schaltmittel (Abb. 6b)

Zu den wichtigen kontakt- und berührungslose arbeitenden Schaltmitteln zählen Licht- oder Optokoppler, bei denen Lichtsender und Lichtempfänger nur über ein lichtleitendes Medium getrennt und galvanisch vollkommen voneinander isoliert in einem Gehäuse untergebracht sind. Als Lichtsender werden bevorzugt Lumineszenzdioden verwendet und als Lichtempfänger Fotodioden und Fototransistoren. In der Digitalpraxis sind Lichtkoppler zur störfreien Datenübertragung bei unterschiedlichen Erdpotentialen verwendbar, da Sender und Empfänger galvanisch vollkommen getrennt sind. Gleichfalls lassen sich damit Probleme der Zusammenschaltung unterschiedlicher Logikfamilien oftmals lösen.

1.5 Die Realisierung von Grundverknüpfungen mit NAND-Schaltgliedern (Abb. 7–8i)

Mit NAND-Schaltgliedern lassen sich durch entsprechende Verknüpfungen sämtliche Gatterarten realisieren. Gleichfalls kann damit eine Reihe von elektronischen Grundschaltungen mit nur wenigen extern erforderlichen Bauelementen aufgebaut werden.

Grundsätzliche Arbeitsweise eines vielseitig verwendbaren NAND-Schaltgliedes:

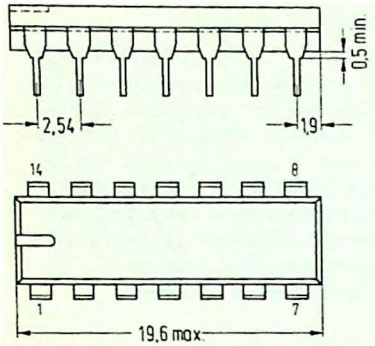
Der Digitalbaustein SN 7400 bzw. FLH 101 (Siemens), MIC 7400 (ITT) enthält 4 NAND-Schaltglieder mit je zwei Eingängen, die in einem Dual-in-line-Steckgehäuse untergebracht sind (*Abb. 7*). Alle vier NAND-Glieder sind voneinander unabhängig und arbeiten mit einer Versorgungsspannung von 5 V.

Funktion:

Wenn an allen Eingängen eines NAND-Schaltgliedes der Reihe SN ... FLH 101 ein H-Potential (> +2 V) liegt, so tritt am Ausgang des NAND-Gatters ein L-Potential (0,4...0 V) auf. Wenn nur an einem Eingang ein L-Potential anliegt, so hat der Ausgang H-Potential. Wie die Wahrheitstabelle zeigt, hat der Ausgang eines NAND-Gatters nur dann L-Potential, wenn an sämtlichen Eingängen ein H-Potential anliegt.

E 1	E 2	A
H	L	H
L	H	H
L	L	H
H	H	L

Dabei merken wir uns, daß ein nicht angeschlossener Gattereingang beim NAND-Glied mit H-Potential gleichzusetzen ist.



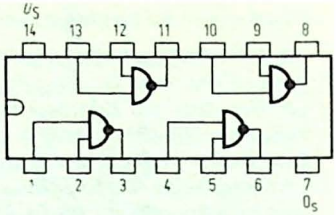
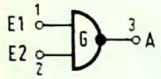
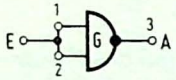
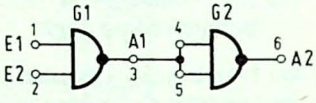


Abb. 7 4-fach NAND-Schaltglied SN 7400 (FLH 101)



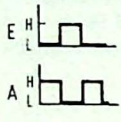




E1	E2	A
L	L	H
L	H	H
H	L	H
H	H	L

a

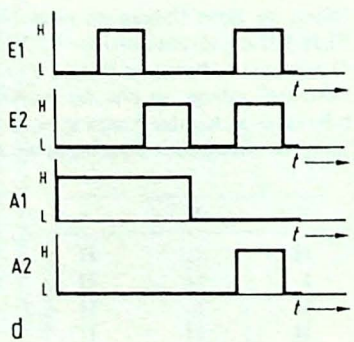
E	A
L	H
H	L



b

E1	E2	A1	A2
L	L	H	L
H	L	H	L
L	H	H	L
H	H	L	H

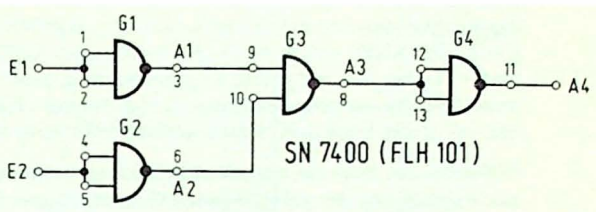
c



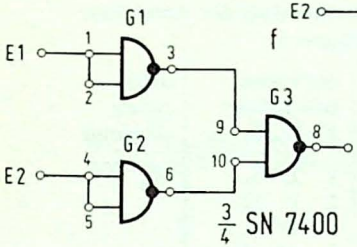
d

Abb. 8a) NAND-Glied; b) NAND-Glied als Inverter; c) UND-Schaltung mit zwei NANDs realisiert; d) Signaldiagramm der UND-Schaltung mit zwei NANDs;

e

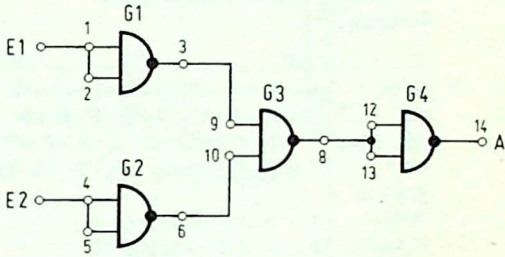


f



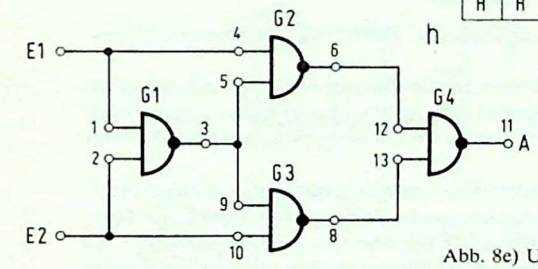
E1 oder E2 = H
G3 = H

E1	E2	G1	G2	G3
L	L	H	H	L
H	L	L	H	H
L	H	H	L	H
H	H	L	L	H



E1	E2	G1	G2	G3	G4
L	L	H	H	L	H
H	L	L	H	H	L
L	H	H	L	H	L
H	H	L	L	H	L

g



h

E1	E2	G1	G2	G3	G4
L	H	H	H	L	H
H	L	H	H	L	H
L	L	H	H	H	L
H	H	L	H	H	L

Abb. 8e) UND-Schaltung mit NANDs; f) UND-Schaltung mit 4 NANDs; g) ODER-Gatter mit 3 NAND-Schaltgliedern; h) NOR-Gatter mit 4 NANDs; i) Exclusiv-ODER-Gatter mit 4 NANDs

1.6 Ein programmierbares COS/MOS-Schaltglied

Das Multifunktionsgatter in COS/MOS-Technik CD 4048 AD ermöglicht die Realisierung von acht Logikfunktionen, nämlich NOR, OR, NAND, AND, OR/AND, OR/NAND, AND/OR und AND/NOR (*s. Abb. 9*). Ferner besitzt die integrierte Digitalschaltung einen Expander-Eingang zum Anschluß weiterer Eingänge. Der Anwender hat so die Möglichkeit, mit nur einem Digital-IC viele logische Funktionen herstellen zu können.

Die *Tabelle* zeigt die erforderliche externe Verbindung der Anschlüsse zur Realisierung der verschiedenen Grundfunktionen.

Ausgangs-funktion	Boolscher Ausdruck	*Funktions-beschaltung* K_d K_b K_c	unbe-nützte Eingänge
NOR	J = A+B+C+D+E+F+G+H	L L L	V_{ss}
OR	J = A+B+C+D+E+F+G+H	L L H	
OR/AND	J = (A+B+C+D) · (+F+G+H)	L H L	
OR/ NAND	J = A+B+(+D) · (E+F+G+H)	L H H	
AND	J = A B C D E F G H	H L L	
NAND	J = A B C D E F G H	H L H	
AND/ NOR	J = ABCD + EFGH	H H L	
AND/OR	J = ABCD + EFGH	H H H	

1.7 Grundelemente der Digitaltechnik: Bistabile Kippstufen (Flipflops)

Bistabile Kippschaltungen zeichnen sich durch folgende Besonderheiten aus:

1. Bistabile Kippstufen kennen nur zwei stabile Ausgangs-Schaltzustände, nämlich, Spannung vorhanden oder nicht vorhanden (Ausgangszustände H- oder L-Potential). In der binären Sprache der Schaltungslogik 0 oder 1.

2. Bistabile Kippstufen ändern ihren Ausgangszustand nur unter Auftreten eines entsprechenden Eingangssignals. Sie sind daher in der Lage, kurzzeitig an ihrem Eingang auftretende Impulse oder Gleichspannungen so aufzunehmen, daß diese auch nach Abklingen des Impulses noch *registriert* bleiben. Diese so *gespeicherte* Information bleibt so lange erhalten, bis diese durch einen neuen, extern zugeführten Impuls „gelöscht" wird. Man nennt diese Art der Speicherung digital, weil der Speicherinhalt (Ausgangszustand des Flipflops) in binärer = zweiwertiger Form bei den einzel-

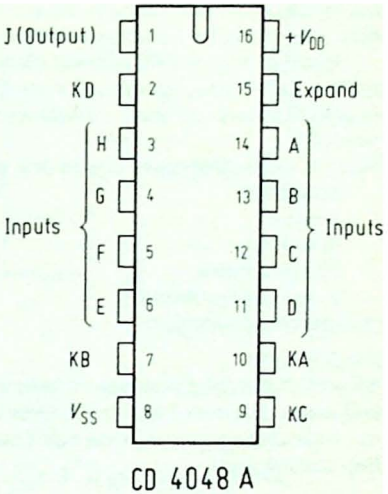


Abb. 9 COS/MOS Multi-Funktions-schaltglied CD 4048 A (RCA)

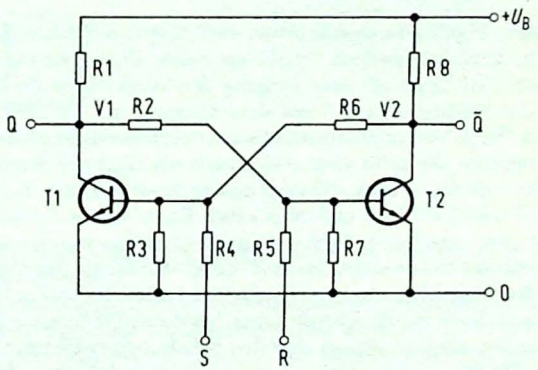


Abb. 10 SR-Flipflop

nen Speicherelementen abrufbereit zur Weiterverarbeitung zur Verfügung steht. Eine bistabile Kippstufe ist daher ein „1-Bit-Speicher".

3. Bistabile Kippstufen teilen die Eingangsfrequenz um den Faktor 2. Es sind demnach 2 Eingangsimpulse notwendig, damit das Flipflop wieder den Ausgangszustand annimmt. n-Flipflops teilen daher die Eingangsfrequenz durch 2^n.

Bistabile Kippschaltungen eignen sich daher zum

Schalten
Zählen
Speichern
Frequenzteilen
Frequenzvervielfachen

in digitalen Schaltungen.

Flipflop-Arten

Bistabile Kippstufen bestehen im wesentlichen aus einem „Basis-Flipflop" und einem Ansteuer-Netzwerk, welches die Ein- und Ausgänge miteinander verknüpfen kann, wodurch eine bestimmte Triggerung des Basis-Flipflop erreicht wird.

1.7.1 Das SR-Flipflop (Abb. 10)

Das SR-Basis-Flipflop besteht in seiner einfachsten Ausführung aus zwei miteinander kreuzgekoppelten Verstärkerstufen. Der Ausgang der Verstärkerstufe 1 ist dabei mit dem Eingang der Verstärkerstufe 2 und der Ausgang der Verstärkerstufe 2 mit dem Eingang der Verstärkerstufe 1 verbunden. Diese Verknüpfungsschaltung ist nichts anderes als eine positive Rückkopplung, die dafür sorgt, daß jeweils nur einer der beiden Transistoren leitend ist. Der Ausgang Q führt demnach nur H-Potential, wenn der Ausgang $\overline{Q}$ L-Potential hat und umgekehrt. Entweder ist T 1 leitend und T 2 sperrt oder umgekehrt. Nach jedem zweiten Umschalten wird wieder der Ausgangszustand erreicht. Die Auslösung wird durch eine Gleichspannung auf den Eingang S = to set = setzen und das Rücksetzen auf den Ausgangszustand durch ein Gleichspannungssignal auf den Eingang R = reset = zurücksetzen erreicht. In der digitalen Schaltungspraxis kann ein statisches SR-Flipflop durch zwei invertierende Schaltglieder, durch zwei NAND oder NOR-Schaltglieder verwirklicht werden.

Ein SR-Flipflop diskret aufgebaut

Flipflop = kippen und zurückkippen – eine Speicherzelle

Abb. 11a zeigt eine Flipflop-Schaltung als selbsterhaltenden Schalter, der nur durch äußere Zuführung eines Gleichspannungssignals seinen Ausgangszustand – er kennt ja nur zwei – nämlich *L*ow oder *H*igh – ein oder

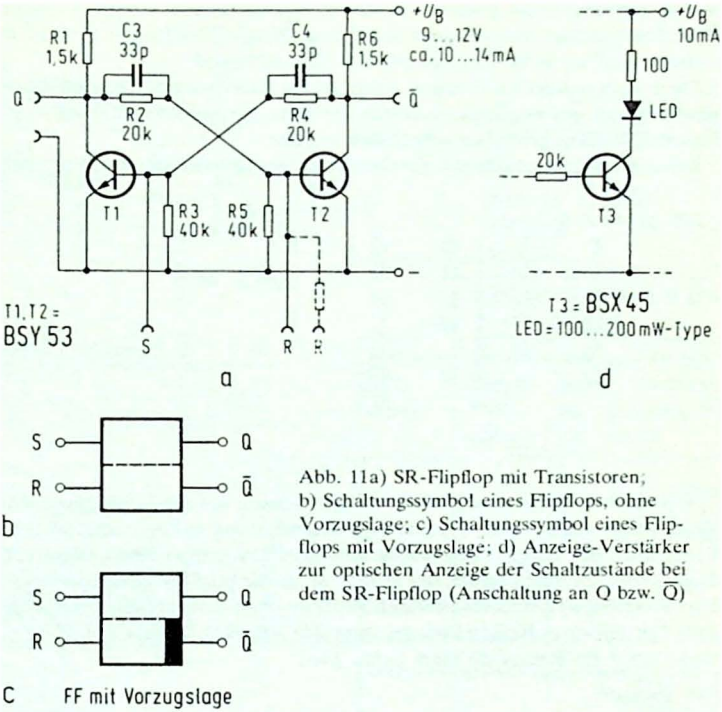


Abb. 11a) SR-Flipflop mit Transistoren; b) Schaltungssymbol eines Flipflops, ohne Vorzugslage; c) Schaltungssymbol eines Flipflops mit Vorzugslage; d) Anzeige-Verstärker zur optischen Anzeige der Schaltzustände bei dem SR-Flipflop (Anschaltung an Q bzw. $\overline{Q}$)

aus, ändert. Diese digitale Verhaltensweise geschieht bei dem „SR-Flipflop" folgendermaßen:

Wir gehen davon aus, T 1 sei durchgeschaltet. Demzufolge tritt am Ausgang Q ein L-Signal auf. Gleichzeitig hat die Basis von T 2 über R 2 ein L-Potential, der Transistor T 2 sperrt. Die Schaltung beharrt daher in der einmal geschaltenen Stellung.

Dieser Zustand wird solange eingehalten (gespeichert), bis ein neuer Impuls auf den Setzeingang gegeben oder „gesetzt" wird. Hierzu ist lediglich ein kurzer L-Impuls erforderlich. Die Folge ist ein sofortiges Sperren des Transistors T 1, so daß am Ausgang Q ein H-Signal auftritt, das wiederum über R 4 auf die Basis von T 2 gelangt. T 2 wird dadurch leitend und an Q tritt ein L-Signal auf. Weitere Impulse auf demselben Eingang können

diesen Zustand nicht ändern, da der Ausgangszustand erhalten bleibt (Speicherwirkung). Erst ein Impuls auf dem Rücksetzeingang R = reset = zurücksetzen, zurückstellen, ändert den Schaltzustand.

Die Kondensatoren C 3 und C 4 dienen zur Erhöhung der Umschaltgeschwindigkeit des Flipflops, wodurch die nicht vermeidbaren Transistor-Eigenkapazitäten schneller aufgeladen werden.

Seine Funktionstabelle mit den beiden Eingangsvariablen sieht so aus:

R	S	Q	$\overline{Q}$
L	H	H	L
H	L	L	H
H	H	H	L
H	H	L	H
L	L	H	H

Wir ersehen hieraus, daß, wenn wir gleichzeitig auf beide Eingänge ein gleichartiges Signal geben, keine Signalspeicherung erfolgt, sondern nur dann, wenn der Eingang des gerade leitenden Transistors einen negativen Impuls (Sperrimpuls) erhält, der größer ist als die positive Basisspannung. Das Schaltungssymbol eines solchen Flipflops ohne Vorzugslage zeigt *Abb. 11b*. Der schwarze Balken kennzeichnet den Ausgang, welcher ohne Setzsignal ein 1 (H-Potential) führt (*Abb. 11c*).

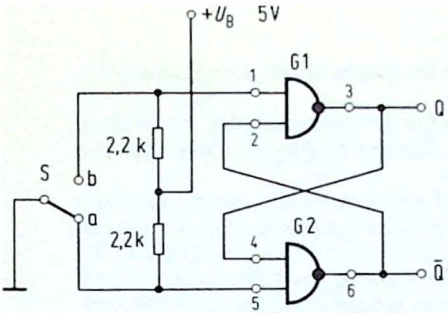
Ein Nachteil:

Beim Einschalten dieses einfachen Flipflops wissen wir nicht, an welchem Ausgang gerade ein 1-Signal auftritt. Wir wissen lediglich, daß infolge von Bauteiltoleranzen entweder am Ausgang Q ein Null-Signal oder umgekehrt auftritt. Der Ausgangszustand ist daher für den Einschaltmoment nicht festgelegt.

Zur Erzielung eines eindeutigen Einschalt-Ausgangszustandes kann man durch Zuführung einer positiven Spannung über den Rücksetzeingang sicherstellen, daß das Flipflop unabhängig von dem jeweiligen Schaltzustand immer denselben Ausgangsschaltzustand einnimmt. Ferner kann durch Vorschalten von Dioden an den Eingängen des Flipflops sichergestellt werden, daß je nach Polarität eine negative oder positive Spannung das Flipflop zum Kippen bringt.

Ein RS-Flipflop aufgebaut mit NOR-Gattern

Abb. 12 zeigt zwei kreuzgekoppelte NOR-Gatter, wobei ein Eingang des NOR-Gatters I mit dem Ausgang des NOR-Gatters II verbunden ist.



$\frac{1}{2}$ SN 7400

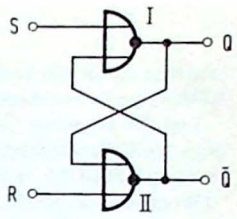


Abb. 12 Bistabile Kippstufe mit NOR-Gatter

Schalterstellung	Q	$\bar{Q}$
a	L	H
b	H	L

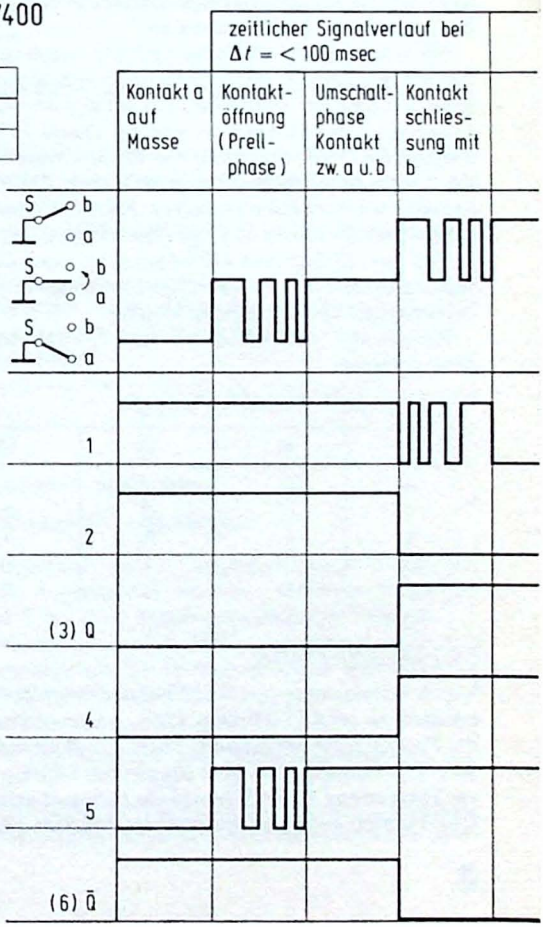


Abb. 13 Flipflop mit NAND-Gatter aufgebaut mit Signalverlauf bei den zwei möglichen Schaltzuständen. Ein Beispiel wie man mech. Schalter mit einem einfachen Flipflop für die Digitalpraxis entprellen kann.

Gleichzeitig ist ein Eingang des NOR-Gatters II mit dem Ausgang des NOR-Gatters I verbunden.

Von den logischen Grundschaltungen her wissen wir, daß am Ausgang eines NOR-Schaltgliedes dann ein L-Signal vorhanden ist, wenn einem der Gattereingänge ein H-Signal anliegt.

Wenn wir nun davon ausgehen, daß ein NOR-Gatter schneller ist als das andere, das ja in der Praxis durch Bauteiltoleranzen bedingt ist, so kann beispielsweise der Ausgang des Gatters I auf H liegen. Das bedeutet bei freien Eingängen von R und S, daß der Ausgang des NOR-Gatters II auf L liegt. Dieses L-Signal gelangt wiederum auf einen Eingang des NOR-Gatters I, was ein Beharren im Signalzustand H bedeutet. Am Ausgang Q liegt der gespeicherte Signalzustand an.

Wenn wir nun auf den Eingang S (Setzeingang) ein L-Signal geben, so tritt am Ausgang der NOR-Stufe ein H-Signal auf, welches wiederum auf einen Eingang des NOR-Gatters I gelangt und am Ausgang dieser Stufe zwangsweise ein L-Signal verursacht. Dieses L-Signal gelangt auf einen Eingang des NOR-Gatters II, was wiederum nur den Signalzustand bestätigt. Dieser Schaltzustand bleibt auch nach Abklingen des kurzen Signalimpulses wie auch bei mehrfachem Setzen des Impulses auf dem gleichen Eingang erhalten. Der so gespeicherte digitale Signalzustand bzw. die Information wird dann erst wieder gelöscht, wenn an dem Eingang R ein H-Signal angelegt wird. Eine sonstige Löschungsweise wäre nur durch Unterbrechung der Speisespannung möglich.

Wie die *Abb. 13* zeigt, lassen sich RS-Flipflops auch mit NAND-Gliedern aufbauen.

Wahrheitstabelle eines SR-Flipflops

S	R	Q	$\overline{Q}$	Bemerkung
0	0	unbestimmt	unbestimmt	nicht erlaubt
1	0	0	1	
1	1	0	1	
0	1	1	0	
1	1	1	0	

1.7.2 Das RST-Flipflop

Durch Vorschaltung von NAND-Gattern vor den Eingang nach *Abb. 14a* erhalten wir ein RST-Flipflop. Diese Ansteuerschaltung hat zur Folge, daß das Flipflop nicht mit einem L-Signal, sondern mit einem H-Signal gesetzt wird. Ein Eingangs-H-Signal triggert das Flipflop jedoch erst dann, wenn am Takteingang T (clock-input) ein H-Signal anliegt. Man bezeichnet das RST-Flipflop auch als taktzustandgesteuertes Flipflop, da die Eingangs-

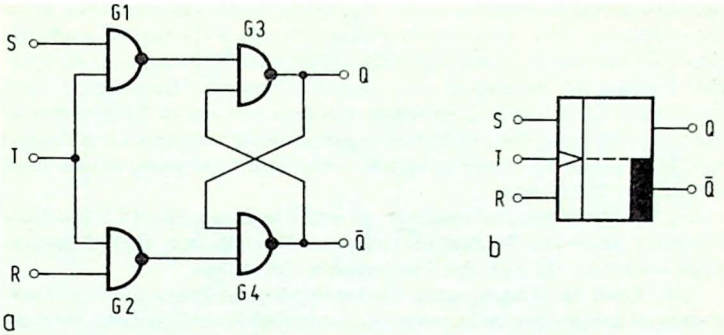


Abb. 14a) RST-Flipflop mit NAND-Gatter; b) Schaltungssymbol eines RST-Flipflops

signale an den Vorbereitungseingängen S und R zwar den Ausgangszustand des Flipflops bestimmen, der Ausgangszustandwechsel jedoch erst durch den Taktimpuls ausgelöst wird.

Die Funktionstabelle eines RST-Flipflops sieht daher folgendermaßen aus.

Dabei bedeutet Q_n der Ausgangszustand vor der Ansteuerung, Q_{n+1} bzw. $\overline{Q}_{n+1}$ der Ausgangszustand nach der Ansteuerung. Die logischen Zustände 0 und 1 haben wir folgendermaßen festgelegt:
0 = L-Potential, 1 = H-Potential

T	S	R	Q_{n+1}	$\overline{Q}_{n+1}$
H	L	L	Q_n	$\overline{Q}_n$
H	H	L	H	L
H	L	H	L	H
H	H	H	unbestimmt	unbestimmt

Demnach bleibt der Ausgangszustand Q_n erhalten, solange T = L hat. Wenn T = S = R ist, ist der Ausgangszustand nicht definierbar. Daher darf an den Eingängen S und R nie diese Eingangskombination anliegen.

Diese Flipflop-Art wird auch als *Auffang-Flipflop* bezeichnet, da die an S und R anstehenden Informationen bei Betrieb mehrerer RST-Flipflops *gleichzeitig* (synchron) weitergegeben werden.

Zusammenfassung:
Informationsweitergabe – Speicherungs- und Erinnerungsvermögen auf Befehl!
Durch einen zusätzlichen Eingang, dem clock-input, wird dem Flipflop die Arbeitszeit und Ruhepause mitgeteilt. Dadurch wird dem Flipflop als *Spei-*

cherelement eine Information nur zu einem durch das Taktsignal bestimmten Zeitpunkt – d. h., dann, wenn man sie braucht – abberufen. Andererseits wird dadurch bestimmt, zu welchem Zeitpunkt der Eingang zum Speicher-Flipflop zur Aufnahme einer neuen Information freigegeben wird. Den Befehl hierzu erhält das Flipflop meistens von einem Taktgenerator, der bestimmt, wann das Flipflop seine gespeicherte Information vorzeigen soll. Solange der Takteingang logisch 0 hat, bleibt der gespeicherte Ausgangszustand erhalten.

Die Signalinformationen müssen an den Eingängen R und S vor Umschaltung durch den Taktimpuls anliegen. Diese müssen ihren Signalzustand auch über die Zeit des Taktimpulses einhalten.

Ändert sich die Eingangssituation des Flipflops während der vom Taktgenerator bestimmten Arbeitszeit (Auftastimpuls), so entspricht die Ausgangslage des Flipflops der Eingangssituation.

1.7.3 Das D-Flipflop (Abb. 15a und b)

Das RST-Flipflop kann durch Verwendung eines zusätzlichen Invertergliedes zu einem D-Flipflop (D von delay = Verzögerung) erweitert werden. Damit wird der Nachteil des RST-Flipflops, nämlich einen undefinierten Ausgangszustand bei gleichzeitigem Anliegen von 1(H)-Signalen an S und R vermieden. Der Inverter sorgt dafür, daß keine Zustände S = R = 0 (L) bzw. S = R = 1 (H) auftreten. Durch ein H-Signal am Eingang D wird das D-Flipflop gesetzt, vorausgesetzt, daß am Takteingang ein 1(H)-Signal anliegt. Durch ein 0-Signal (L) am Eingang D erhalten wir dann wieder den Ausgangszustand. Verzögerungsflipflops werden häufig als Zwischenspeicher – zur Trennung von Zählstufe und Anzeigeeinheit – während eines Zählvorganges benutzt.

Für die Praxis merken wir uns:

Das D-Flipflop übernimmt die am D-Eingang anstehende Information bei einem Taktimpuls und speichert diese bis ein neuer Taktimpuls die am Eingang D anstehende neue Information vom D-Flipflop übernommen und gespeichert wird. Die Steuerung des D-Flipflops erfolgt durch den Taktimpuls.

Wahrheitstabelle des D-Flipflops

Eingang D	Ausgang Q
L	L
L	keine Veränderung
H	H
H	keine Veränderung

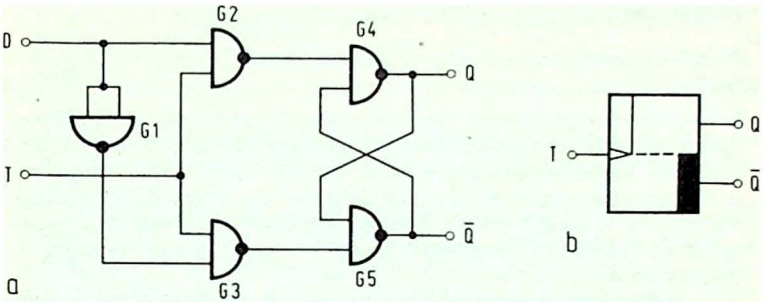


Abb. 15a D-Flipflop mit NAND-Gatter

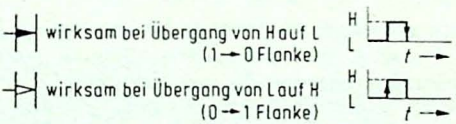


Abb. 16 Triggerung

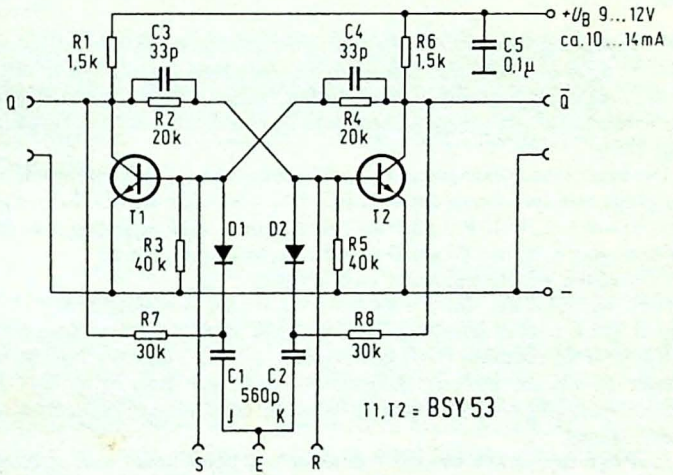


Abb. 17 Bistabile Kippschaltung mit Impulstor und statischen Eingängen mit Einzeltransistoren aufgebaut

1.7.4 Flipflops mit statischen und dynamischen Eingängen

Warum verwendet man ein vorgeschaltetes „Beiwerk" – was sind Impulstore?

Dieses impuls-selektierende oder vorbereitende „Beiwerk" muß sicherstellen, daß jeder Impuls nur einmal die Ausgangslage verändert. Da jeder Impuls ein Spannungssprung in positiver wie auch negativer Richtung darstellt, muß dafür gesorgt werden, daß dieser nur einmal die Kippschaltung triggert = d. h. auslöst. Dieser Ausgangszustand muß solange erhalten – gespeichert bleiben, bis ein darauffolgender Impuls einen neuen Ausgangszustand auslöst.

Es dürfen daher beispielsweise nur negative Impulsflanken von steilen Steuerimpulsen das Flipflop triggern, indem diese Sperrimpulse auf die Basis des jeweils leitenden Transistors das vorgeschaltete Impulstor passieren darf.

Impulstore oder Impulsgatter haben daher die Aufgabe der Impulsvorbereitung durch Übertragung bestimmter Steuerimpulse (Hochpässe) und richtige Weiterleitung des Sperrimpulses auf die Basis des jeweils leitenden Transistors. Das ist z. B. bei Zählschaltungen unbedingt erforderlich, da ja jeder Impuls nur einmal gezählt wird. Welche Impulsflanke das Flipflop zum Umkippen bringt, wird durch folgende Symbole gekennzeichnet (*Abb. 16*).

Ein Flipflop mit Impulstoren und statischen Eingängen diskret aufgebaut. *Abb. 17* zeigt ein Flipflop mit zwei dynamischen Eingängen J und K, die zu einem Eingang E zusammengefaßt wurden. Dadurch wird erreicht, daß nur bei jedem negativen Eingangsimpuls das Flipflop in die andere Ausgangslage kippt.

Die beiden zusammengeschalteten Eingänge J und K sind vorbereitende Eingänge mit sperrbaren Impulstoren. Die Torschaltung des Eingangs J besteht aus C 1, D 1, R 7 und die Torschaltung des Eingangs K aus dem Kondensator C 2, der Diode D 2 und dem Widerstand R 8.

Betrachten wir ein Impulstor einmal näher:
Gehen wir davon aus, daß T 1 leitend ist, d. h., der Ausgang Q führt ein 0-Signal. Dann liegt an der Diode D 1, welche über R 7 mit dem Ausgang Q verbunden ist, ebenfalls (fast) keine Spannung. Ein negativer Impuls, der größer ist als die positive Basisvorspannung des Transistors und der Schwellspannung der Diode gelangt daher auf die Basis des Transistors und sperrt diesen.

Im Gegensatz zum leitenden Transistor liegt bei dem gesperrten Transistor (fast) die volle Betriebsspannung an der Katode der Diode 2, d. h., die Diode 2 ist über den Widerstand R 8 in Sperrichtung vorgespannt. Ein negativer Impuls, dessen Amplitude kleiner ist als die Vorspannung, kann da-

her das Stromventil als „Tor" nicht passieren. Er wird daher entweder durchgelassen oder gesperrt.

Das Flipflop mit den Impulsgattern arbeitet nur dann, wenn an den Vorbereitungs-Eingängen vor Beginn des Spannungssprunges Null-Potential anliegt.

Durch die Ausgangszustandsänderung des Flipflops werden daher die beiden Impulsgatter abwechslungsweise zur Aufnahme des nächsten Impulses vorbereitet.

Die statischen Eingänge S und R sind hier gegenüber dem dynamischen Eingang E vorrangig, sie haben „Vorfahrt". Diese sind taktunabhängig wirksam. Bei J-K-Flipflops ist damit die Möglichkeit der Voreinstellbarkeit der Ausgänge gegeben, d. h., die Flipflops können damit gesetzt oder rückgesetzt werden.

In der Digitaltechnik wird das impulsvorbereitende Netzwerk als *Steuerteil* und das eigentliche Flipflop als *Basis-Flipflop* oder *Speicherteil* bezeichnet.

Das Zweispeicher-Flipflop

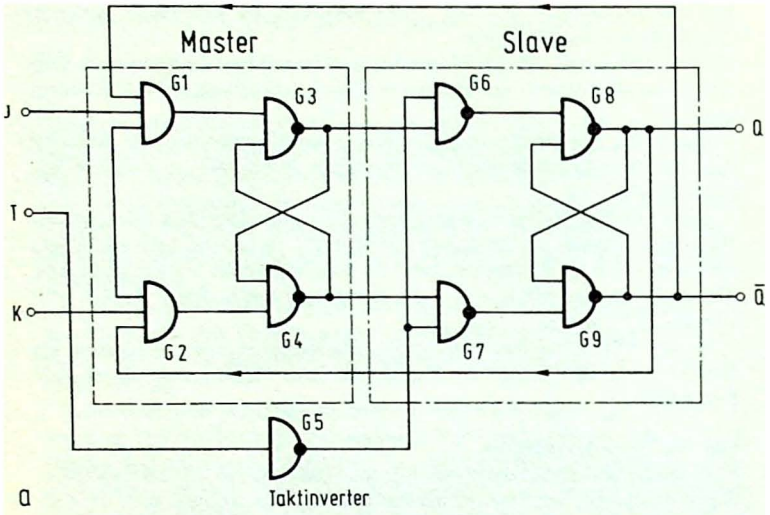
Für Steuer- und Zählzwecke benötigt man Flipflops mit Zwischenspeicher, damit eindeutige Schalt-Ausgangszustände erreicht werden, auch wenn an beiden Eingängen R und S ein L-Signal oder überhaupt kein Signal anliegt. Eine Sperrung der Eingänge während der Impulsverarbeitung ist ebenfalls notwendig.

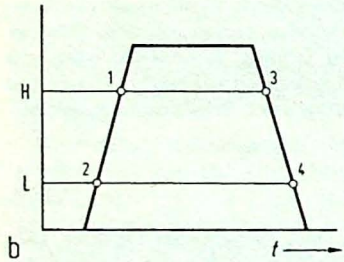
Während solche Zweispeicher-Flipflops durch Verwendung von Kondensatoren diskret aufgebaut werden können, eignen sich diese nicht zur Herstellung in monolithisch integrierter Technik, da die Realisierung von größeren Kapazitäten in integrierten Schaltungen viel Platz einnimmt und unwirtschaftlich ist. Daher sind bei integrierten Schaltungen Halbleiter-Zwischenspeicher enthalten.

1.7.5 Das Master-slave-Flipflop

Abb. 18a zeigt die Funktionsschaltung eines Zweispeicher-Flipflops. Dieses besteht aus zwei hintereinandergeschalteten RS-Flipflops, die durch ein Taktsignal T nacheinander angesteuert werden. Das erste Flipflop wird als „Master = Herr" bezeichnet und übernimmt die Funktion eines Zwischenspeichers. Das nachgeschaltete zweite Flipflop wird als „Slave = Sklave, Knecht" bezeichnet und hat die Funktion eines Hauptspeichers. Die Nacheinanderansteuerung kann beispielsweise durch Ausnutzung der ansteigenden und abfallenden Impulsflanke eines Taktimpulses erfolgen.
Das geschieht folgendermaßen:

1. Bei der ansteigenden Flanke eines Taktimpulses wird die eingangsseitige Information von R und S durch den Zwischenspeicher übernommen,





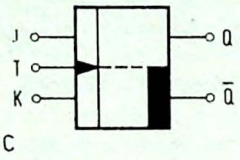


Abb. 18a) Master-Slave-Flipflop; b) Funktionsablauf eines Master-Slave-Flipflops; c) Schaltungssymbol eines Master-Slave-Flipflops

wobei während des Impulsanstieges des Taktimpulses der Hauptspeicher gesperrt wird. Das geschieht durch das Nichtglied.

2. Nach einer gewissen Verzögerungszeit durch das Nichtglied wird die in dem Zwischenspeicher vorhandene RS-Information bei abfallender Flanke des Taktimpulses an den Hauptspeicher weitergeleitet, währenddessen der Masterteil gesperrt und der Slaveteil freigegeben ist, so daß weitere während des Taktes an R und S ankommende Störsignale ausgeblendet werden. Die Sperrung und Freigabe erfolgt durch *Rückkopplung* der Ausgangs-Signalzustände auf die Eingänge unter Verwendung von UND-Gliedern oder NAND-Gliedern. Die Impuls-Auftast- und Pausezeiten müssen mindestens so groß sein wie die Summe der Schaltzeiten der Gatter.

Die Funktionstabelle ergibt folgende Schaltzustände:

tn		tn + 1
J	K	Ausgang Q
L	L	Qn
L	H	L
H	L	H
H	H	$\overline{Qn}$

Dabei ist tn der Signal-Ausgangszustand beim n-ten Impuls (d. h., vor dem Taktimpuls) und tn + 1 der Signalzustand nach dem n + 1ten Impuls (nach dem Taktimpuls).

Die zeitliche Darstellung des Funktionsablaufs eines zweiflankengesteuerten Master-Slave-Flipflops, beginnend mit der 0-1-Flanke und endend mit der 1-0-Flanke (*Abb. 18b*):

1. Bei Auftreten der 0-1-Flanke eines Taktimpulses tritt am Ausgang des Inverters ein 0-Signal auf. Folglich haben die Ausgänge von G 8, 9 1-Signal, der „Sklave" ändert daher noch nicht seinen Ausgangszustand.

2. Erst wenn der Impulsanstieg das 1-Signal erreicht hat, wird die an den beiden Eingängen von J und K anliegende Eingangsinformation durch das erste Flipflop vom Master übernommen.

3. Bei fallender 1-0-Flanke, bei welcher der 1-Pegel unterschritten wird, werden die Eingänge gesperrt, so daß der Master den übernommenen Ausgangszustand beibehält (speichert).

4. Fällt die 1-0-Flanke auf den 0-Pegel, so wird die vom Master gespeicherte Information an den Slave weitergegeben. Durch Rückführung des Ausgangssignals auf die Eingangsgatter wird jeweils ein Eingangsgatter abgeschaltet, so daß auch die Eingangskombination J = K = 1 auftreten kann.

Durch zusätzliche Stell- und Rückstelleingänge (Set und Reset) können JK-Master-Flipflops von Zählern unabhängig vom Taktzustand in den erforderlichen Ausgangszustand gebracht werden.

Für die Praxis merken wir uns:
Bei JK-Flipflops sind die Eingänge J und K sogenannte Vorbereitungseingänge, welche durch den Takt die Ausgangslage Q bestimmen.

Liegt an beiden Eingängen J und K ein L-Signal, so verharrt der Ausgang Q in seinem bisherigen Ausgangszustand. Bei der Eingangskombination J = H und K = H kippt das Flipflop in die entgegengesetzte Ausgangslage, d. h., Q = L.

Bei J = H und K = L, d. h., im umgekehrten Fall, nimmt der Ausgang Q den Signalzustand H an.

Hat das JK-Flipflop R- und S-Eingänge, d. h., statische Eingänge, so kann das Flipflop taktunabhängig und gegenüber den dynamischen Eingängen vorrangig meist mit einem L-Potential gesetzt bzw. rückgesetzt werden.

1.8 Informationen werden von einer Speicherzelle zur nächsten geschoben:

1.81 Schieberegister

Die Kombination mehrerer Flipflops, bei denen jeweils der Ausgang des vorhergehenden Flipflops mit dem Eingang des darauffolgenden verbunden ist, nennt man Schieberegister. Hier wird die gespeicherte Information durch einen extern ausgelösten Taktimpuls von einer Speicherzelle zur nächsten geschoben. Die Verschieberichtung wird durch die Beschaltung festgelegt und kann sowohl nach „vorne" oder „rückwärts" sein. Die Schiebegeschwindigkeit ist von der Taktfrequenz abhängig, wobei auch der Verschiebungsvorgang gestoppt bzw. unterbrochen werden kann. Bei *Registern* werden mehrere Flipflops gemeinsam gesteuert, so daß der Signalausgangszustand bei jedem Taktimpuls automatisch vom nächsten übernommen wird.

Mit dem ersten Taktimpuls wird die am Register anstehende Information von diesem aufgenommen und beim zweiten Takt an das zweite Register weitergegeben und gleichzeitig eine weitere Information im ersten gespeichert. Beim Schieberegister nach *Abb. 19a* wird die eingegebene Information nach vier Taktimpulsen um vier Stellen verschoben. n Taktimpulse verschieben die Information um n Stellen. Werden n Stellen benötigt, so sind n Flipflops erforderlich. Nach Durchlaufen von n Stellen bei n Taktimpulsen wird dann die Information aus dem Schieberegister herausgeschoben und „geht verloren".

Schieberegister mit serieller Eingabe und paralleler Ausgabe (Serien-Parallelumsetzer)

Das Signaldiagramm *Abb. 19b* zeigt, wie eine seriell eingegebene Information (H-Signal) durch Taktimpuls von „links nach rechts" von Speicherzelle zu Speicherzelle geschoben wird. Durch einen Schiebeimpuls schieben alle Speicher ihre Information an den Nachbarspeicher im Rhythmus der Taktfrequenz weiter bis nach dem letzten Flipflop die Information aus dem Register „herausfällt". Nach dem n-ten Takt ist eine Information, welche aus n Zeichen (Bits) besteht, in ein n-stelliges Register eingeschrieben. Bei dem 4-bit-Schieberegister nach Abb. 19a können daher Informationen mit Wortlängen von 4 bits (jedes Flipflop kann nur 1 bit speichern) seriell, d. h. hintereinander, Zeichen nach Zeichen eingelesen werden und an den einzelnen Ausgängen der Speicherzellen parallel zur Weiterverarbeitung abgenommen werden.

So steht beispielsweise die über den Serieneingang eingeschobene Information nach 4 Taktimpulsen parallel an den Ausgängen Q 1...Q 4 an:

	Q 4	Q 3	Q 2	Q 1
=	H	L	L	L

Die Information mit n Zeichen kann demnach seriell mit n Schiebetaktschritten eingegeben und an n Speicherausgängen parallel ausgelesen werden.

Im Gegensatz hierzu erfolgt bei einer Parallel-Serien-Umsetzung die Eingabe gleichzeitig über Paralleleingänge und wird am Ende der Flipflop-Kette seriell ausgelesen.

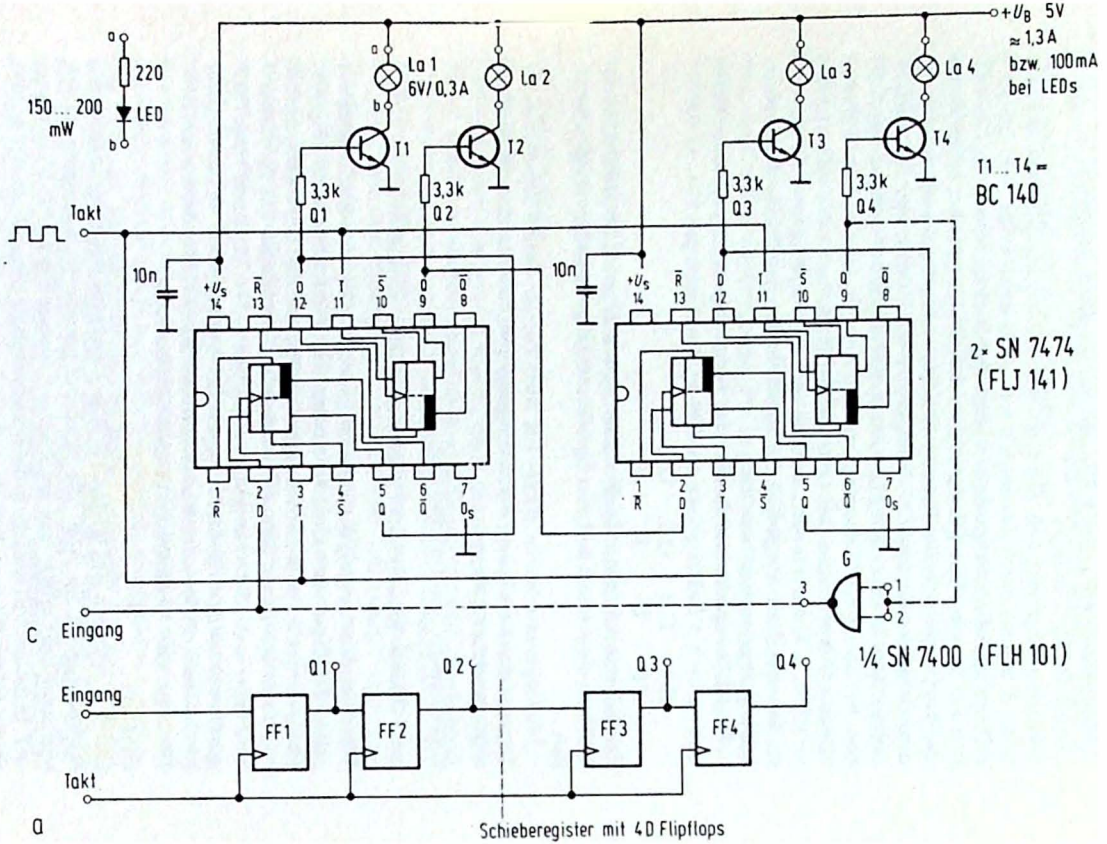
Elektronische Schrittschaltwerke:

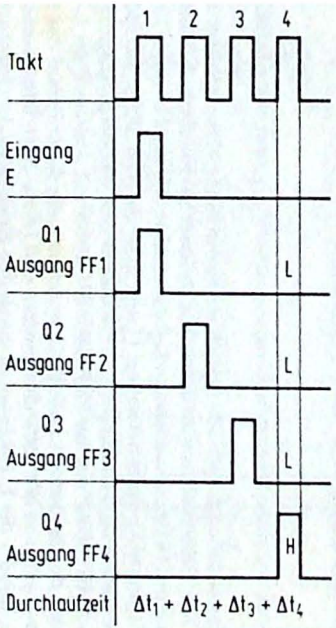
1.8.2 Endlos-Schieberegister – Umlaufregister – Ringzähler

Wenn wir den Ausgang des letzten Register-Flipflops mit dem Eingang des ersten Flipflops verbinden, so erhalten wir ein Endlos-Schieberegister. Diese werden in der industriellen Elektronik bevorzugt als Programmgeber bei einem Schritt auf Schritt-Prozeß-Ablauf verwendet. Die Information wird dabei in das Schieberegister eingegeben und im Rhythmus eines Taktgenerators wieder für Steuerungszwecke abgenommen. Schieberegister können auch als Speicher- und Frequenzumsetzer verwendet werden. *Abb. 19c* zeigt eine Anwendung zur Lichtbandsteuerung.

Funktion

Durch Verbinden des letzten Flipflop-Ausganges mit dem Eingang des Schieberegisters (in Abb. 19c strichliert gezeichnet, Serienausgang mit Serieneingang) erhält man ein Endlos-Schieberegister bzw. Umlaufregister. In diesem Fall wird die in das Schieberegister eingegebene und gespeicherte Information im Takt der Schiebefrequenz zyklisch wiederholt.


+U_B 5V
≈ 1,3 A
bzw. 100mA
bei LEDs
220
150 ... 200
mW
LED
La 1
6V/0,3A
La 2
La 3
La 4
T1
T2
T3
T4
T1 ... T4 =
BC 140
3,3k
Q1
3,3k
Q2
3,3k
Q3
3,3k
Q4
Takt
10n
10n
2× SN 7474
(FLJ 141)
G
C Eingang
1/4 SN 7400 (FLH 101)
Eingang
Takt
FF1
FF2
FF3
FF4
Q1
Q2
Q3
Q4
Schieberegister mit 4D Flipflops



b

Schiebeimpuls	Lä 1 Q1	Lä 2 Q2	Lä 3 Q3	Lä 4 Q4
1.	H	L	L	L
2.	H	H	L	L
3.	H	H	H	L
4.	H	H	H	H
5.	L	H	H	H
6.	L	L	H	H
7.	L	L	L	H
8.	L	L	L	L
9.	H	L	L	L

d

Abb. 19a) siehe S. 38: Schieberegister; b) Signaldiagramm eines Serien-Parallelumsetzers; c) siehe S. 38: Lauflichtsteuerung durch ein Umlaufregister; d) Signalverlauf beim Lauflicht nach Bild 19c

Beim Umlaufregister nach Abb. 19c besteht die gespeicherte Information aus einem H-Signal, welches die Lämpchen L 1...L 4 zeitlich nacheinander im Rhythmus der Taktfrequenz zum Leuchten bringt, d. h., beim vierten Takt erst leuchten alle 4 Lämpchen (*Abb. 19d*). Da in der Verbindungsleitung zwischen dem letzten Flipflop-Ausgang und dem Registereingang ein NAND-Gatter als Inverter zwischengeschaltet ist, wird beim 5. Takt ein L-Signal in das Register eingegeben, so daß die Lämpchen L 1...L 4 zeitlich nacheinander erlöschen und mit dem 5. und weiteren 3 Takten werden dann wieder die Lämpchen L 1...L 4 nacheinander zum Leuchten gebracht. Dieser zyklische Vorgang wiederholt sich endlos, solange nicht eine andere vierstellige Information nach Durchlaufen der früher eingegebenen Information, die während ihres Ablaufes nicht geändert werden darf, eingegeben wird.

Die vielseitige Verwendungsmöglichkeit der Schieberegister als Programmgeber, Serien-Parallelumsetzer, Parallel-Serien-Umsetzer, Teiler und Vervielfacher wird bereits anhand dieser einfachen Schaltungsbeispiele deutlich.

Ringzähler bestehen ebenfalls aus mehreren Flipflops, die zu einem Ring hintereinander geschaltet sind. Wichtiges Merkmal eines Ringzählers ist, daß stets nur ein Flipflop den Signalzustand L hat, wobei sämtliche andere Flipflops den H-Zustand annehmen.

Wie das Impulsdiagramm Abb. 19b zeigt, sind zum Zählen von n Impulsen n Zählstufen erforderlich, so daß Ringzähler hauptsächlich nur für kleinere Zählkapazitäten in Frage kommen.

Ringzähler ersetzen häufig elektromechanische Schrittschaltwerke und werden zur Steuerung von Stellmotoren und Lauflichter wie auch zur Digital-Analogumsetzung verwendet. Ein Beispiel:

1.8.3 Elektronisches Schrittschaltwerk – Lauflichtsteuerung mit Ringzähler

Der Ringzähler nach *Abb. 20a* besteht aus einem Binärzähler mit 4-bit-Decoder. Das Zählergebnis wird durch den Decoder so decodiert, daß immer nur einer der 16 Decoderausgänge L-Potential hat, während bei allen anderen Ausgängen H-Potential anliegt (1 aus 16 Code, *Abb. 20b*). Mit jedem Schiebetaktimpuls wandert die L-Information zum nächsten Ausgang, so daß dadurch immer nur ein PNP-Schalttransistor bei Anliegen der L-Information durchgesteuert wird. Ein Lämpchen kann daher immer nur aufleuchten, während alle anderen erloschen sind (Abb. 20b). Die Geschwindigkeit, mit der die L-Information durch den Ringzähler durchgeschoben wird, hängt von der Taktfrequenz ab. Die Zählkapazität des Ringzählers, d. h., die Zahl der erforderlichen Zählstufen wird durch Verbinden der Leitung ZK mit dem entsprechenden Ausgang des Decoders festgelegt. Dieser

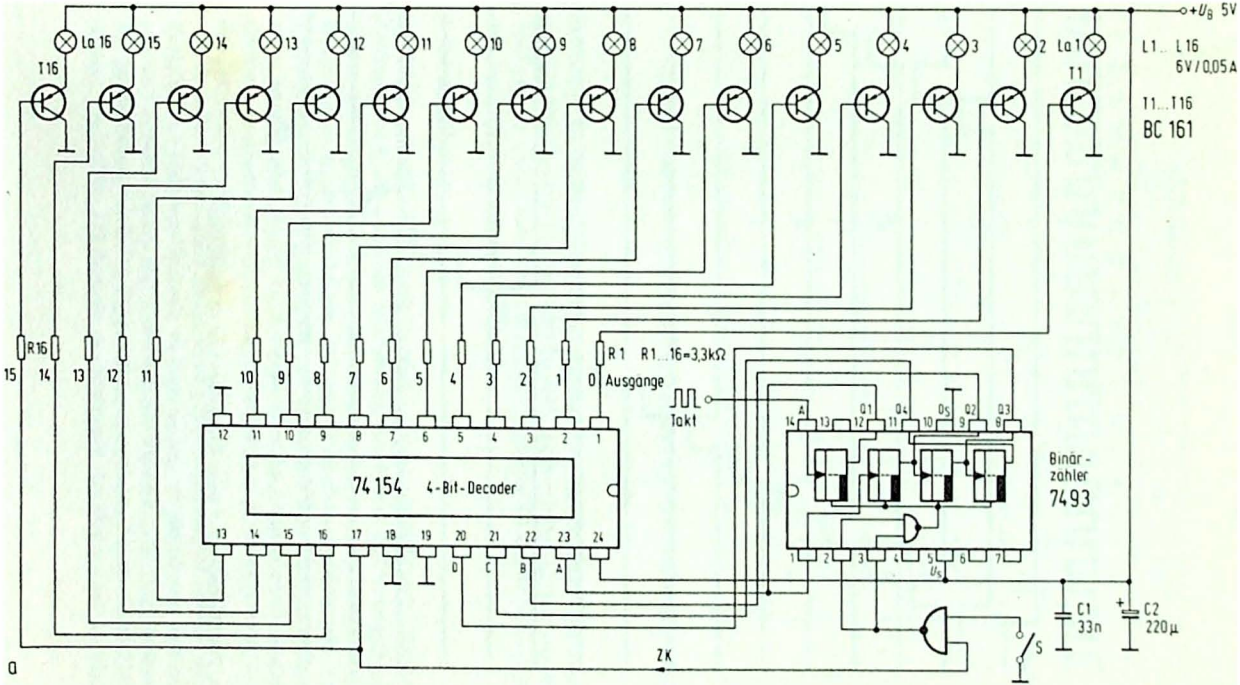


Abb. 20a) Lauflichtsteuerung mit Ringzähler

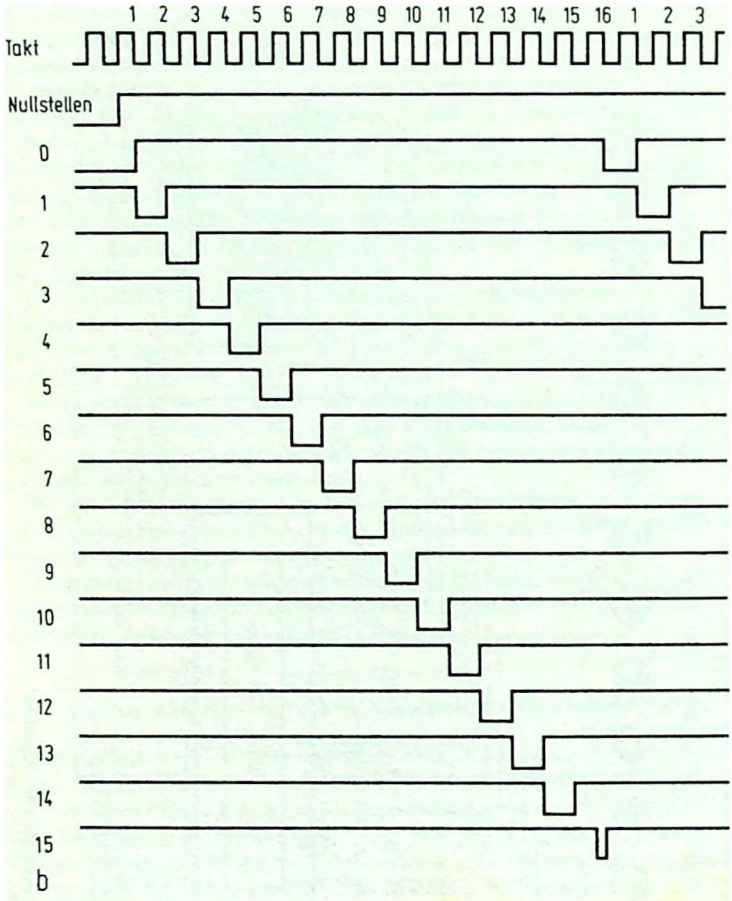


Abb. 20b) Signalverlauf beim Ringzähler mit 16 Zählstufen

Schiebeimpuls (Takt)	La 1	La 2	La 3	La 4
1	☼	○	○	○
2	○	☼	○	○
3	○	○	☼	○
4	○	○	○	☼
5	☼	○	○	○
6	○	☼	○	○
7	○	○	☼	○
8	○	○	○	☼
9	☼	○	○	○

C

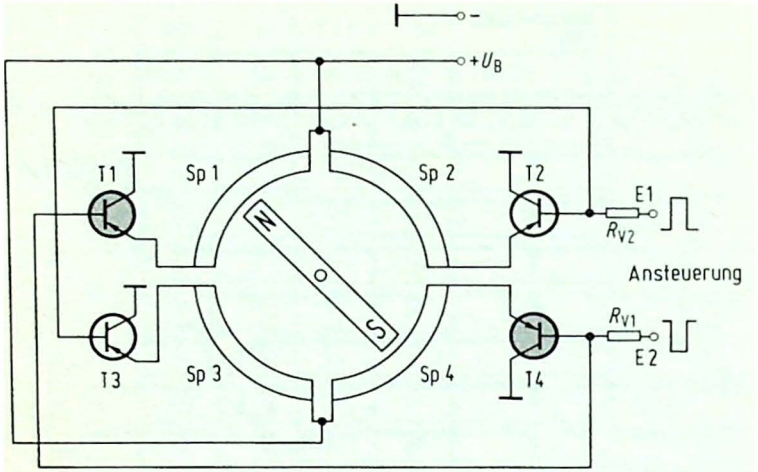
Abb. 20c) Lauflicht mit Ringzähler, Zählkapazität auf 4 Stufen eingestellt

führt mit der darauffolgenden HL-Flanke L-Potential, so daß am Ausgang des NAND-Gatters H-Potential auftritt, wodurch der Zähler wieder auf Null gesetzt wird. Durch Schließung des Schalters S kann der Zähler jederzeit manuell auf Null gestellt werden.

1.8.4 Kollektorlose Motore

In der industriellen Elektronik werden zur Lösung von Steuer-, Regel- und Meßaufgaben, wie auch zur Ausführung von Hebel und Bewegungsfunktionen elektrische Schritt- bzw. Stellmotore eingesetzt. Es können dadurch beispielsweise Veränderungen von physikalischen Größen wie Druck, Temperatur, Licht, Magnetismus von elektronischen Fühlern aufgenommen, analog oder digital weiterverarbeitet, in entsprechende Rotorumdrehungen umgesetzt werden. Der Schrittwinkel ist dabei von der Polzahl des Stellmotors abhängig.

Neben der elektrischen Ansteuerung der Schrittmotore werden diese im Zeitalter der Halbleitertechnik vielfach mittels trägheitsloser, geräuscharmer und verschleißloser Halbleiterschalter wie zu einem Ring hintereinander geschalteten bistabilen Kippstufen angesteuert. Bei dem „Elektronik-Motor" nach *Abb. 21b* besteht der Statorteil des Motors aus 16 Magnet-



Schrittmotor					
Ansteuerung	T1	T2	T3	T4	wirksame Magnetfelder
Eingang E1	leitend	sperrt	sperrt	leitend	Sp 1 u. Sp 4 [Rotordrehmoment]
Eingang E2	sperrt	leitend	leitend	sperrt	Sp 2 u. Sp 3

a

Abb. 21a) Prinzip-Schaltung eines elektronisch gesteuerten Stellmotors

spulen und einem Dauermagneten als Rotor, so daß dieser bei Ansteuerung durch ein Register mit 16 Zählstufen als Stellmotor mit 16 Stellen verwendbar ist. Die eingegebene Information kann daher 16 Bites beinhalten.

Die elektronische Ansteuerschaltung laut Abb. 20a besteht aus einer in sich geschlossenen Ringzählerschaltung, bei dem ein L-Signal im Rhythmus der Taktfrequenz durch die Zählstufen geschoben wird. Diese sind so miteinander verbunden, daß sich immer nur eine Stufe im L-Zustand und alle anderen im H-Zustand befinden. Dadurch fließt nacheinander jeweils nur durch eine Stator-Magnetspule Strom, die durch ihre Magnetwirkung auf den Rotor-Dauermagneten ein Rotor-Drehmoment ver-

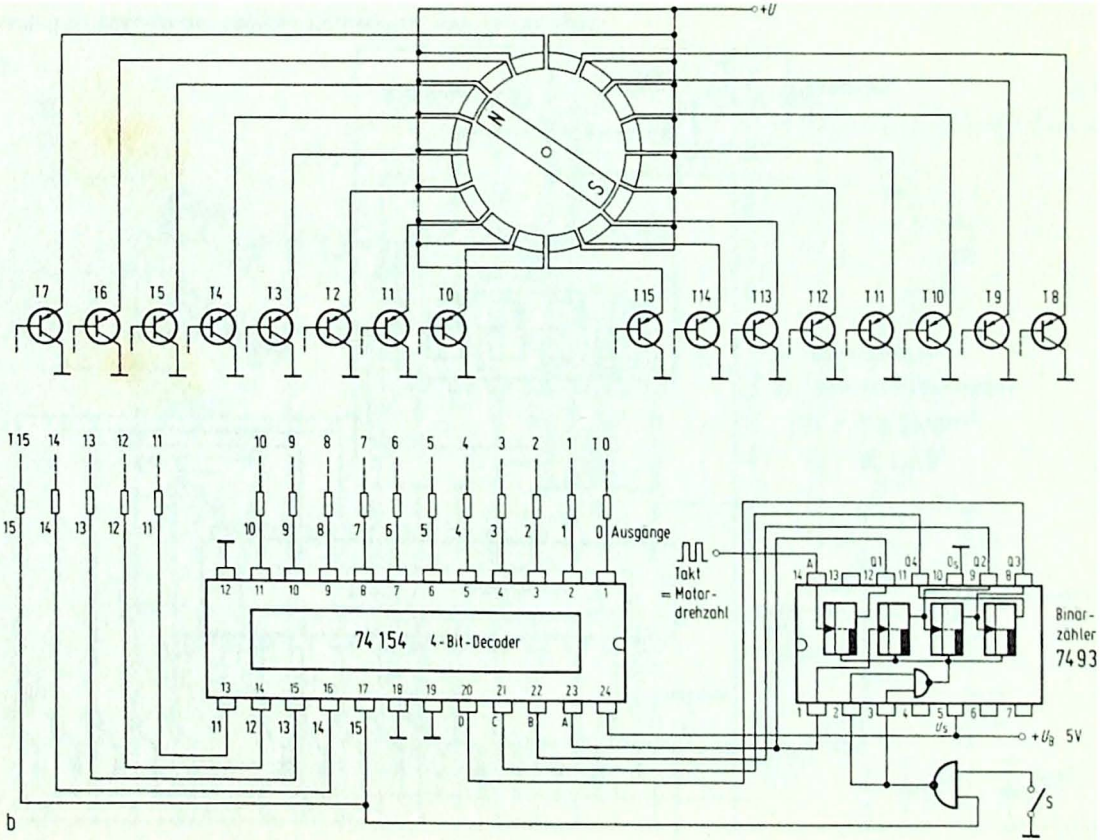


Abb. 21b) Prinzipielle Schaltung eines „kollektorlosen Motors" bzw. elektronisch gesteuerter Stellmotor

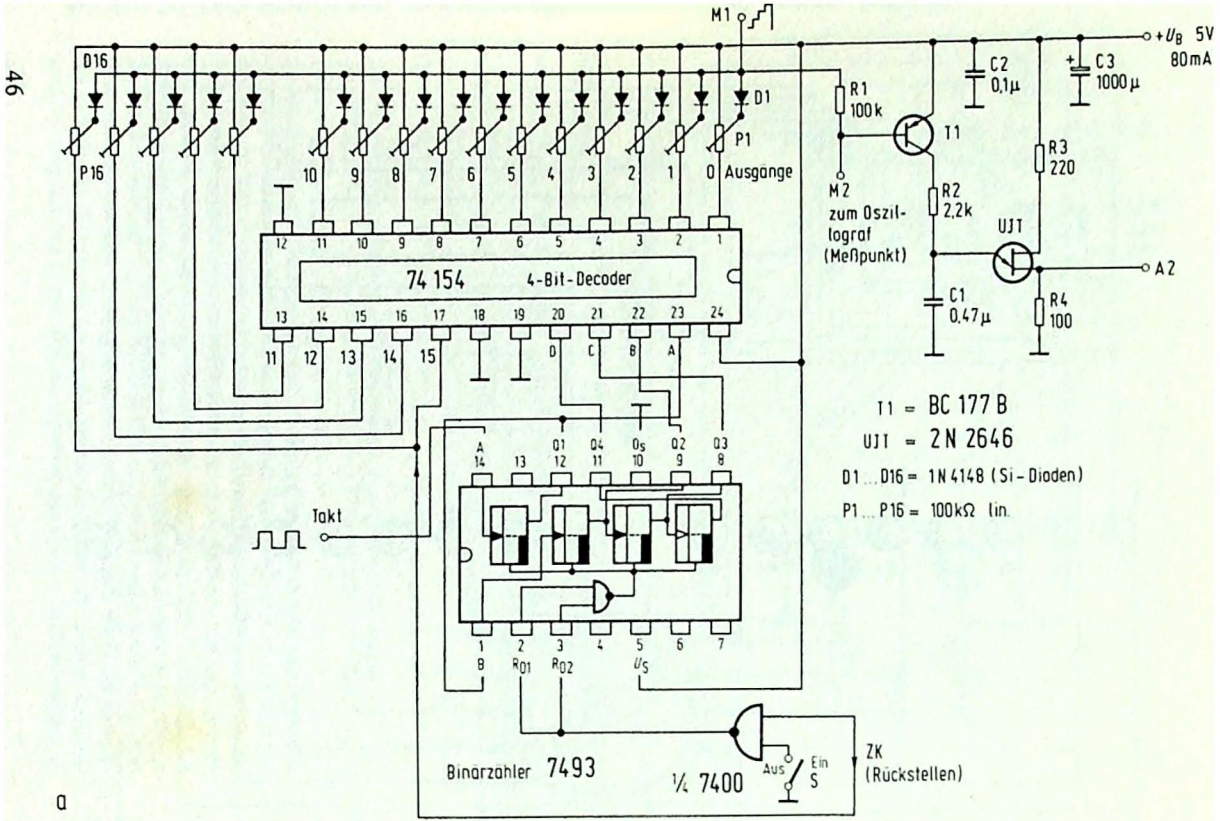


Abb. 22a) Elektronischer Melodien-Pausezeichen- oder Rhythmusgeber

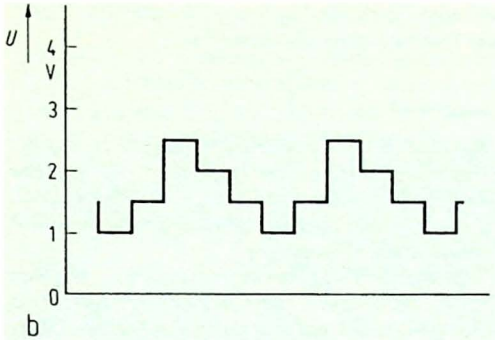
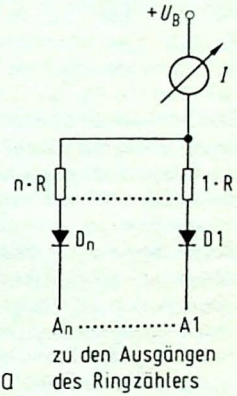
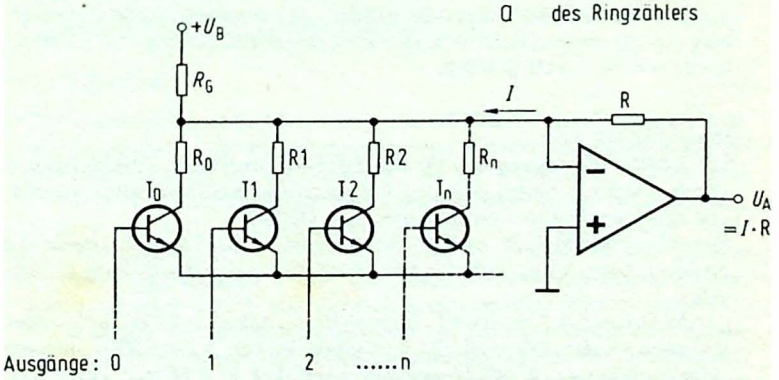


Abb. 22b) Treppenverlauf einer Melodie mit 4 Tönen

Abb. 23a) Beschaltung der Ringzählerausgänge mit Stufenwiderständen zur direkten DA-Umwandlung; b) Digital-Analogwandler mit OV als Addierer





ursacht. Die Motordrehzahl wird durch die Taktfrequenz bestimmt. Ringzähler sind häufig für beide Umlaufrichtungen schaltbar.

1.8.5 Elektronische Melodiengeber

Die Schaltung *Abb. 22a* zeigt eine „Melodiengeberschaltung", bei der bis zu 16 frei wählbare Töne, die monophon im Rhythmus der Taktfrequenz nacheinander zum Erklingen gebracht werden können. Da die Melodie sich automatisch wiederholt, eignet sich die Schaltung vorzüglich als „Pausenzeichengeber" oder als Auftakt einer Durchsage.

Die Schaltung besteht aus einem Taktgenerator mit einer variablen Taktfrequenz von ca. 0,1 Hz – 1 Hz – 10 Hz, einem Ringzähler und einem Tonoszillator. Der Taktgeber steuert den Ringzähler mit dem Binärzähler 7493 und dem 1 aus 16-Decoder 7454 an. Der jeweils im L-Zustand befindliche Decoderausgang verbindet den jedem Ausgang zugeordneten Trimmerwiderstand mit Masse. Mit dem Schleifer des Trimmerwiderstandes wird die für die Tonhöhe spezifische Gleichspannung über eine in Durchlaßrichtung geschaltete Diode dem spannungsgesteuerten Oszillator zugeführt. Die Entkopplungs-Dioden sorgen dafür, daß der jeweils nur auf die Masse durchgeschaltete Spannungsteiler – Abgriffspannung den Transistor T 1 mehr oder weniger durchsteuert.

Der spannungsgesteuerte Oszillator besteht aus dem PNP-Transistor T 1, dessen Emitter-Kollektor-Widerstand zusammen mit R 2 und dem Kondensator C 1 die Zeitkonstante für den UJT bestimmt. Die UJT-Impulsfrequenz ändert sich entsprechend dem an der Basis von T 1 zeitlich anliegenden Gleichspannungspotential. Abb. 22b zeigt das Treppenbild einer Melodie, die aus 4 Tönen besteht, deren Tonhöhen mit Hilfe der Trimmerwiderstände nach Gehör eingestellt wurden. Zur Oszillografischen Darstellung des „Treppenverlaufes" wurde nach dieser Einstellung eine Taktfrequenz von ca. 1 kHz gewählt.

Praktische Hinweise

Die exakte Einstellung der für die Tonhöhe wichtigen Trimmerwiderstände kann mit einem digitalen Frequenzmesser durchgeführt werden. Die Oszillatorfrequenz umfaßt etwa eine Oktave.

Wenn bei einer Melodie ein Ton länger klingen soll als andere, so sind die nachfolgenden Ausgangsstufen mit derselben Trimmereinstellung zu versehen.

Am Ausgang A 2 kann ein Lautsprecher mit 8 Ω ca. 0,25 W direkt angeschlossen werden. Für größere Lautstärken muß an A 2 ein NF-Lautsprecherverstärker (z. B. IC-Tonfrequenzverstärker S. 173) mit einer Eingangsempfindlichkeit von ca. 500 mV angeschlossen werden.

1.8.6 Ringzähler als Digital-Analogwandler

Wenn wir den einzelnen Decoderausgängen des Ringzählers genau festgelegte Stellenwerte, beispielsweise durch verschiedene Widerstandswerte zuordnen, so erhält man eine direkte DA-Umsetzung. Diese wird um so genauer, je mehr Zählerstufen der Ringzähler hat. Durch den jeweils von der Zahl der digitalen Eingangsimpulse bestimmten stromführenden Widerstand fließt ein Strom, der vom Widerstandswert abhängig ist und von einem analogen Strommesser angezeigt wird (*Abb. 23a*). Das digitale Eingangssignal wird dadurch in eine analoge Ausgangsgröße, nämlich durch Ströme, welche durch die Widerstände fließen, umgesetzt (Stufen-Umsetzung). Die Dioden D 1...Dn dienen lediglich zur Entkopplung der einzelnen Strompfade. In der Digitalpraxis werden bevorzugt zur Stromumsetzung Addierverstärker verwendet, so daß sich eine Entkopplung durch Dioden erübrigt (*Abb. 23b*).

1.8.7 Treppenspannungsgenerator

Treppenspannungsgeneratoren werden in der Meßtechnik zur Aufnahme von Kennlinien wie auch in der Steuerungstechnik verwendet. Mit der Ringzählerschaltung nach Abb. 22a läßt sich ebenfalls ein Treppenspannungsgenerator aufbauen. Hierzu müssen lediglich die Widerstandswerte der Trimmerwiderstände von P 1...Pn bei n Treppen so gestaffelt eingestellt werden, daß man ein Impulsdiagramm nach *Abb. 24* erhält. Der praktische Abgleich läßt sich bei einer höheren Taktfrequenz von ca. 1 kHz anhand eines Oszillografen durchführen.

1.9 Zähler-Frequenzteiler-Speicher

Grundsätzliches

Elektrische Zählschaltungen werden zum Zählen elektrischer Impulse verwendet. Lieferant der elektrischen Impulse können Schaltungsanordnungen mit elektronischen Fühlern sein, die auf Lichteinfall, Temperaturänderung oder Magnetismus ansprechen und physikalische Größen in entsprechende elektrische Impulsfolgen umwandeln (Analog-/Digital-Wandler). Im einfachsten Fall reicht ein kurzer Spannungsstoß aus, um eine Zählschaltung zu triggern. Der Zählerstand bzw. das gespeicherte Zählergebnis wird dann durch eine darauffolgende Anzeige sichtbar gemacht.

Einfachere Zähler arbeiten teilweise mit elektromechanischen Relais-Zählwerken, bei denen mit jedem elektrischen Impuls das Schrittschaltwerk um einen Schritt fortbewegt wird. Demzufolge leuchtet dann die dem Stand des Schrittschaltwerkes entsprechende Ziffer auf.

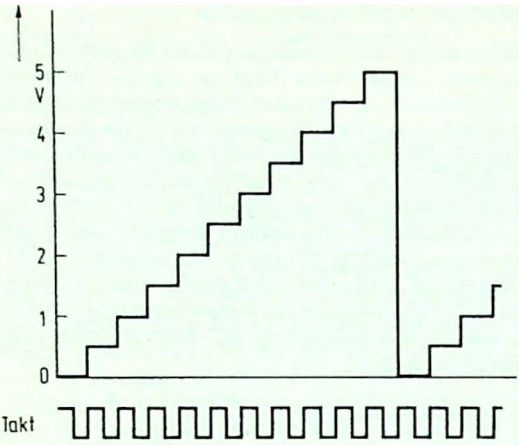


Abb. 24 Treppengenerator – Impulsdiagramm (Treppenzahl auf 9 eingestellt)

Abgesehen von der verhältnismäßig niedrigen Zählgeschwindigkeit solcher elektronischen Zählwerke ist der Aufwand bei mehrstelligen Zählern nicht unerheblich. Im Zeitalter der Halbleitertechnik, bei dem das einzelne Gatter nicht mehr viel kostet und hohe Zählgeschwindigkeiten verlangt werden, arbeitet man bevorzugt mit integrierten Digitalschaltungen. Diese haben eine hohe Arbeitsgeschwindigkeit, geringes Bauvolumen und arbeiten praktisch verschleißlos (ohne mechanische Kontakte) und sind sehr zuverlässig. Durch Anwendung bestimmter Codes, d. h. Verschlüsselung, kann der Umfang der Zählschaltung mit Anzeige nochmals reduziert werden.

1.9.1 Dualzähler

Bistabile Kippstufen können nur die logischen Zustände 0 oder 1 bzw. die Schaltzustände L für niedriges Potential oder H für hohes Potential annehmen.

Dualzähler bestehen aus einer Reihe von solchen bistabilen Kippstufen, die in einer monolithisch integrierten Schaltung bereits miteinander verbunden sind. Die Anzahl der benötigten Zählerstufen (Flipflops) hängt von der Zahl der zu zählenden Eingangsimpulse ab. Für 2 Impulse wird eine Zählstufe benötigt (2^1), für 4 Impulse (2^2) = 2 Zählstufen, für 8 Impulse (2^3) = 3 Zählstufen, für 16 Impulse (2^4) = 4 Zählstufen und für 2^n-Impulse n Zählstufen.

Wir erinnern uns, daß eine bistabile Kippstufe 2 stabile Zustände einnimmt, wobei durch einen Eingangs-Impuls das Flipflop in den zweiten stabilen Schaltzustand umkippt und so lange beibehält, bis ein weiterer Impuls dieses wieder in den Ausgangszustand zurückversetzt. Daraus folgt, daß Dual- oder Binärzähler *Speicherverhalten* haben und als Frequenzteiler oder Frequenzuntersetzer verwendet werden können. Zählimpulse sind zeitlich betrachtet sehr kurze Impulse, so daß die Zähler die Impulse zählen und gleichzeitig speichern. Ein Binär-Zähler mit vier Zählstufen kann daher bis zu 16 (0...15) Impulse zählen und speichern. Der Speicherinhalt des Zählers steht bei den einzelnen Zähler- bzw. Speicherelementen in zweiwertiger Form zur Weiterverarbeitung bzw. Decodierung zur Verfügung. Die Ausgänge der Zählerelemente werden direkt einem Decoder zugeführt, welcher die Dualausgänge entschlüsselt. An den Decoderausgängen sind dann die entsprechenden Signalzustände zur Ansteuerung einer Anzeige vorhanden. Diese wird von den einzelnen Speicher-Flipflops so lange festgehalten, bis ein neuer Impuls auf den Eingang des Zählers gelangt.

Dabei ist zu beachten, daß die Zähler- bzw. Speicherkapazität, d. h. die Anzahl der Speicherelemente (1 Flipflop kann 1 bit = zweiwertige Information von Binary digit) der zu erwartenden Informationsmenge entspricht.

1.9.2 Zwei Zählerarten

Bei den *asynchronen Zählern* sind sämtliche Zählstufen hintereinander geschaltet, wobei das erste Flipflop vom ersten Impuls gekippt wird und dann nacheinander die folgenden Flipflops. Die hierbei auftretende Durchlaufzeit begrenzt die Zählgeschwindigkeit.

Ein schneller Zähler:
Bei *synchronen Zählern* sind alle Flipflop-Eingänge parallel geschaltet, so daß alle gleichzeitig vom ersten Impuls umkippen. Die Zählgeschwindigkeit ist demnach viel höher. Der bei synchronen Zählern erforderliche externe Zusatz-Schaltungsaufwand, um dieselbe Stufenwertigkeit zu erreichen, ist jedoch erheblich größer.

1.9.3 Vor-/Rückwärtszähler

Ob ein Zähler als Vor- oder Rückwärtszähler oder beides eingesetzt wird, ist von der Ansteuerungsmöglichkeit abhängig. Bei Rückwärtszählung werden lediglich die entgegengesetzten Ausgänge der vorhergehenden Zählstufe verwendet.

1.9.4 Binärzähler mit Flipflops (Abb. 25)

Binärzähler sind Zählschaltungen, die aus hintereinandergeschalteten, bistabilen Kippstufen bestehen, die ihren Schaltzustand immer nur dann ändern, d. h. solange speichern, bis das Ausgangssignal der vorgeschalteten, bistabilen Kippstufe von 1 auf 0 schlagartig wechselt. Der Ausdruck binär bedeutet nichts anderes, als die Darstellungsmöglichkeit von Zahlen mit den Ziffern 0 und 1.

Funktion

Bei Zählanfang befinden sich sämtliche Zählerstufen in Stellung 0 (gleiche Ausgangslage). Beim ersten Zählimpuls wird das erste Flipflop auf 1 gestellt. Der zweite Zählimpuls läßt die erste Zählerstufe auf 0 zurückkippen. Das hat zur Folge, daß die zweite Zählerstufe den Schaltzustand 1 einnimmt. Beim darauffolgenden Impuls wird die erste Stufe wieder umgekippt. Das entspricht der binären Zahl 2. Beim dritten Impuls kippt die erste Zählstufe wieder auf 1. Dieser Signalzustand entspricht der Zahl 3. Wir sehen hieraus, daß jeweils ein ganz spezifischer Signalzustand der Flipflops, die in den Impulsdiagrammen niedergelegt sind, jeweils für eine Zahl typisch ist.

Anhand der Signaldiagramme auf *Abb. 25b* ist der Zusammenhang zwischen der Anzahl der Eingangsimpulse und dem Schaltzustand der Zählerstufen verdeutlicht. Als Ausgangssignal steht entweder ein hohes oder ein niedriges Ausgangspotential zur Verfügung.

Hieraus ergibt sich, daß ein n-stufiger, binärer Zähler bis zu 2^n zählen kann. In unserem Fall $2^n = 16$. Der in der Abb. abgebildete Binärzähler kehrt dann nach 16 Eingangsimpulsen in den Anfangszustand zurück. Mit Hilfe eines weiteren Einganges kann der Zähler durch eine negative Impulsflanke auf 0 zurückgestellt werden.

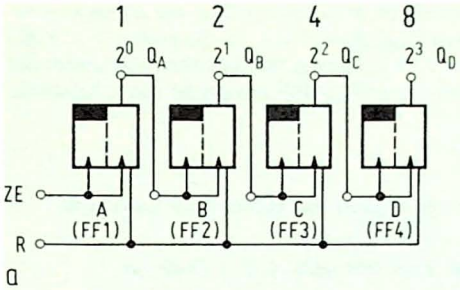
1.9.5 Ein Dezimalzähler mit BCD-Codierung

Was heißt BCD-Codierung?

Die Bezeichnung „BCD" ist eine Abkürzung für „Binary Code Dezimal", was soviel bedeutet wie binäre Verschlüsselung. Ein Binärcode ist eine Verschlüsselungsart, bei der es nur zwei Symbole bzw. Zeichen gibt, entweder ist Spannung vorhanden oder nicht, H- oder L-Potential. Hierfür werden meistens die Binärsymbole H oder L bzw. in der Schaltungslogik die Bits 0 und 1 verwendet. Ein Bit ist nichts anderes als eine Binärziffer, die aus zwei unterschiedlichen Zuständen besteht.

Dualzahlen

Durch Kaskadierung mehrerer Bits läßt sich ein duales Zahlensystem entwickeln, wobei jedem L-Bit ein Stellenwert oder Gewicht zugeordnet werden kann.

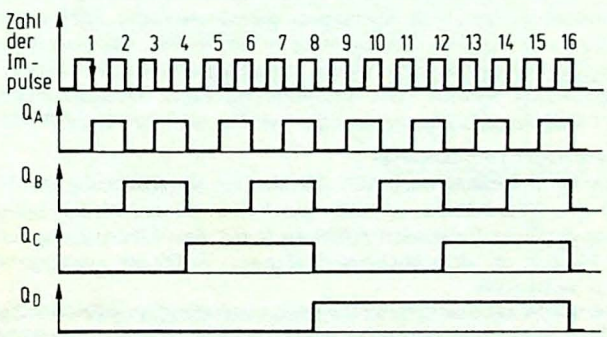


a

Abb. 25a) Zähler mit 4 Speicherzellen; b) Schaltzustände der einzelnen Speicherzellen in Abhängigkeit von der Anzahl der Eingangsimpulse

Anzahl der Eingangs-impulse	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D
0	L	L	L	L
1	H	L	L	L
2	L	H	L	L
3	H	H	L	L
4	L	L	H	L
5	H	L	H	L
6	L	H	H	L
7	H	H	H	L
8	L	L	L	H
9	H	L	L	H
10	L	H	L	H
11	H	H	L	H
12	L	L	H	H
13	H	L	H	H
14	L	H	H	H
15	H	H	H	H
16	L	L	L	L

b.2



b.1

Bei einem vierstelligen Dualzähler, d. h. einem Zähler mit 4 Flipflops beträgt der Stellenwert der ersten Dualziffer $2^0 = 1$, für die zweite $2^1 = 2$, für die dritte $2^2 = 4$, für die vierte $2^3 = 8$. Für das Binärsymbol 0 ist immer der Stellenwert 0 zugeordnet. Die Dualzahl 0H00 entspricht daher beispielsweise dem Wert

$= 0 \cdot 8 + 1 \cdot 4 + 0 \cdot 2 + 0 \cdot 1$

$= 0 + 4 + 0 + 0 = 4$

Die Ablesung des Stellenwertes beginnt von rechts nach links, also

8 – 4 – 2 – 1

Der Zeichenausdruck für die Zahl 998 im 8–4–2–1 Code ist:

H L L H H L L H H L L L

Für die Verschlüsselung von 16 Zahlen sind immer 4 Stellen erforderlich und bei 2^n-Zahlen n Binärstellen (bzw. Flipflops).

Ein Dezimalzähler kann aus einem vierstufigen Dualzähler gebaut werden, bei dem der ankommende 10. Impuls zur Nullstellung des Zählers zurückgeführt wird. Die restlichen 6 Stellungen werden hierbei nicht benutzt.

Eine Zähldekade

Jede Zähldekade hat einen vierstufigen Dualzähler. Der Dualzähler (7490) ist durch eine interne logische Verknüpfung so geschaltet, daß er anstelle von 0...15 = (16 Zustände) nur bis 9 zählen kann und dann wieder auf Null zurückspringt und gleichzeitig einen Übertragungsimpuls an die nächste Zähldekade abgeben kann. Seine Stellenwerte betragen $2^3 = 8$, $2^2 = 4$, $2^1 = 2$ und $2^0 = 1$.

Jede Zähldekade (s. Abb. 26a) enthält ferner einen *Decoder* und eine *7-Segmentanzeige*.

Zur Sichtbarmachung der BCD-codierten Dezimalzahl wird der von dem Dualzähler für jeden Zählimpuls charakteristische Zählerstand der Flipflops durch die Decodierschaltung so verarbeitet, daß jeweils nur die für die Darstellung des Ergebnisses ausschlaggebenden Leuchtsegmente durchgeschaltet werden. Die Decodierung eines Dezimalzählers mit 8-4-2-1 Code auf „7-Segmentanzeige" wird im nächsten Kapitel erläutert.

Ein dreistelliger Dezimalzähler

Bei dem Dezimalzähler nach Abb. 26b sind zur Vergrößerung der Zählkapazität drei Zähldekaden in Reihe geschaltet. Hierzu wird lediglich der Eingang der darauffolgenden Zähldekade mit dem Übertragungsausgang (beim Flipflop mit dem höchsten Stufenwert = D) der vorhergehenden Dekade verbunden.

Die erste Dekade zählt dann die Einer-Impulse, die zweite die Zehner-Schritte und die dritte die 100er-Schritte. Der Zähler zählt bis 999. Beim nächsten Impuls nach 999 springt der Zähler auf 0 (000) und zählt dann

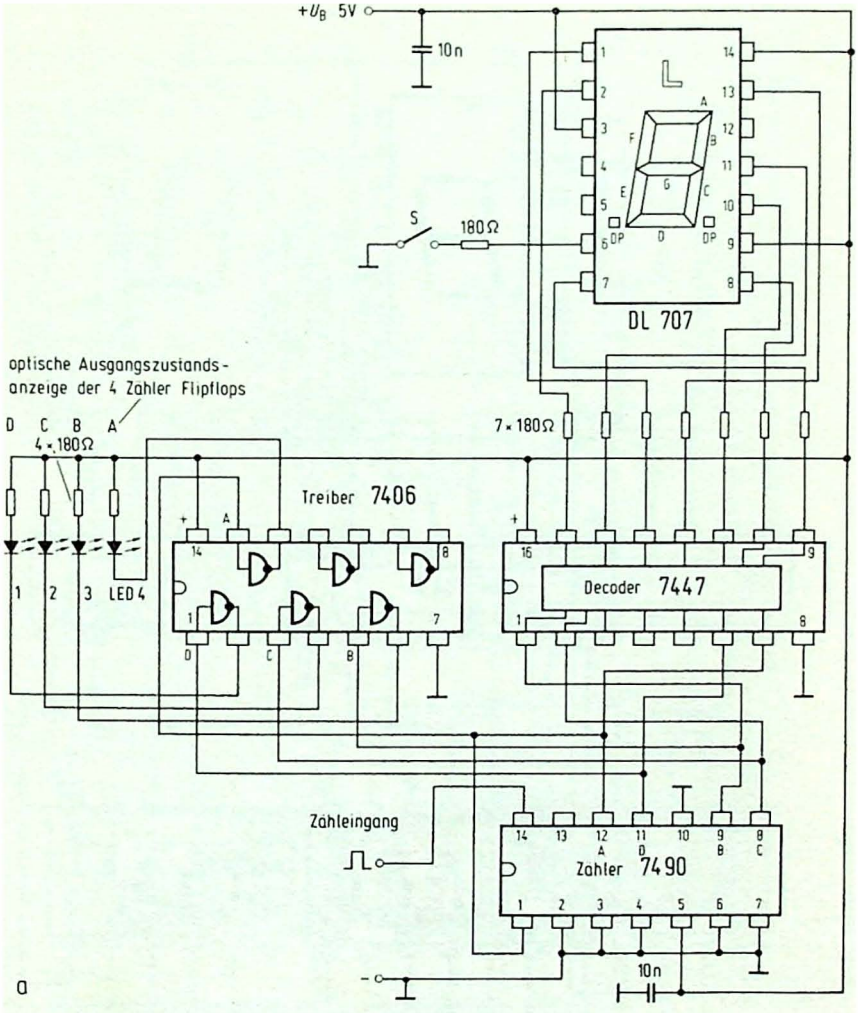


Abb. 26a) Zähldekade bestehend aus Zähler, Dekoder, 7-Segmentanzeige sowie zusätzlicher optischer Ausgangszustandsanzeige zur Sichtbarmachung des für jeden Zählimpuls spezifischen Ausgangszustands der 4 Zähler-Flipflops

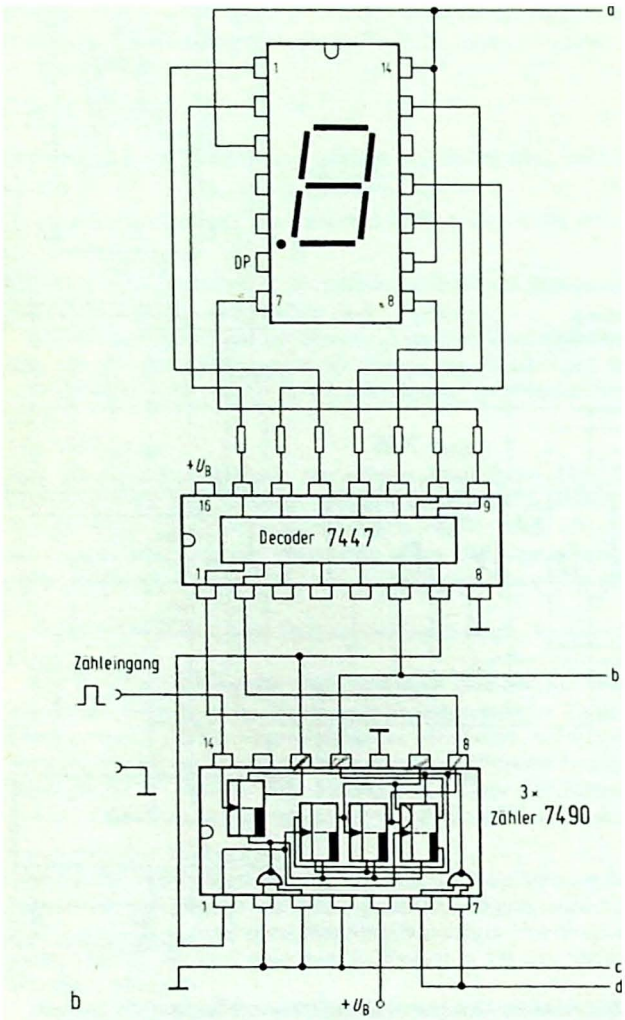
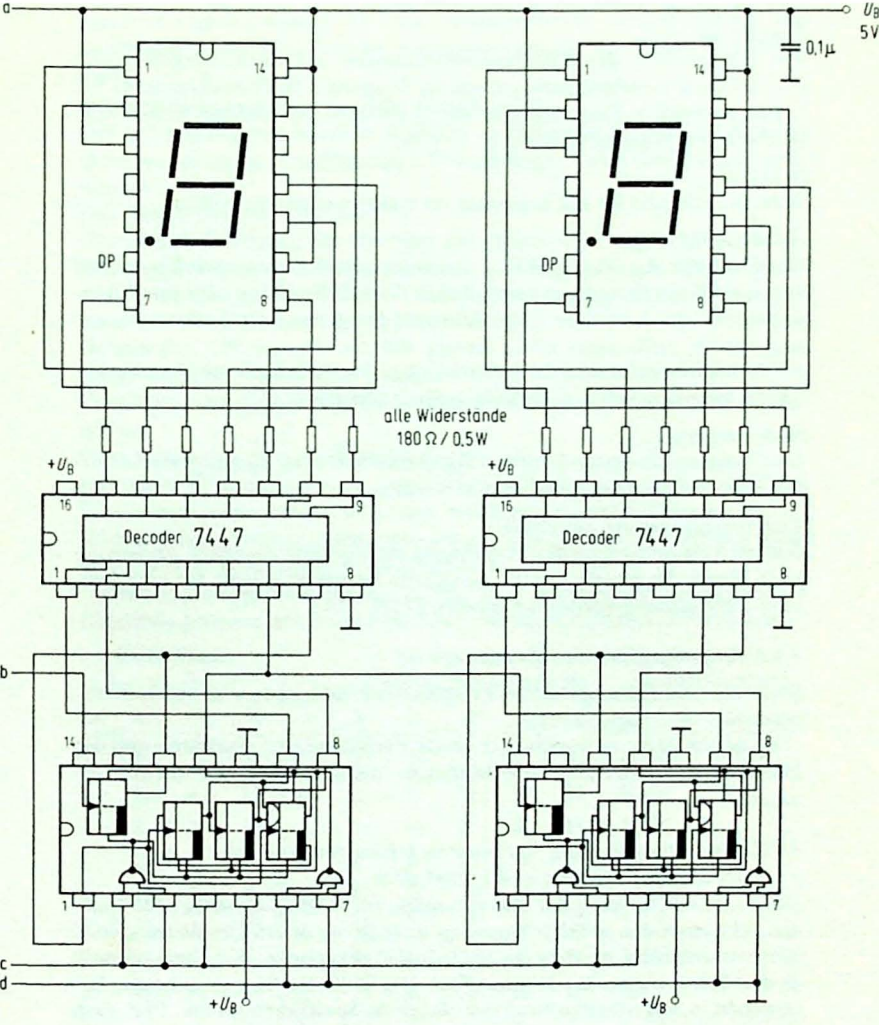


Abb. 26b) Dreistelliger Dezimalzähler



zu Abb. 26 b)

wieder normal weiter. Durch die Reihenschaltung weiterer Zähldekaden kann die Zählkapazität beliebig erweitert werden.

Lampentest
Zur Überprüfung der Siebensegmentanzeigen auf Funktionstüchtigkeit der einzelnen Leuchtsegmente kann der Eingang 3 (LT) des Decoders auf L gesetzt werden. Dann muß bei der jeweiligen Zähldekade eine 8 aufleuchten, unabhängig vom Takt.

BI auf L
Wird der Eingang BI auf L gesetzt, so erlöschen alle Segmente.

„Null-setzen"
Die Eingänge R_{01}, R_{02} und R_{91}, R_{92} müssen auf L-Potential liegen, um normalen Zählerbetrieb zu ermöglichen. Die Nullstellung wird durch Unterbrechen der jeweiligen „9"- oder „0"-Eingänge vom L-Potential erreicht.

Das Nullsetzen ist vom Takt unabhängig. Die Stellung 9 hat Vorrang vor 0 (alle Eingänge offen = Dekade zeigt automatisch 9).

Nicht vergessen...
Der Ausgang des ersten Flipflops (QA) muß mit dem Eingang des darauffolgenden Flipflops (B) verbunden werden.

Vorprogrammierung des Zählers
Soll nach einem bestimmten Zählimpuls ein Vorgang ausgelöst werden, so kann hierzu das jeweils hierfür spezifische Impulsdiagramm für eine logische Verknüpfung verwendet werden (*Abb. 25b*).

1.9.6 Frequenzzähler und Zeitmesser

Wenn man die Zählung auf eine Zeiteinheit bezieht, dann wird aus dem Impulszähler ein *Frequenzzähler*.

Wenn wir dagegen Impulse mit fester Periodendauer auszählen und die Ein- und Ausschaltzeitpunkte festliegen, dann erhalten wir einen *Zeitmesser*.

1.9.7 Die Entschlüsselung von binären Informationen und die Sichtbarmachung in Dezimalziffern

Sollen die am Ausgang der Speicherzellen zur Verfügung stehenden binären Informationen sichtbar angezeigt werden, so ist ein Übersetzungselement erforderlich, welches das für jede Ziffer typische „Schaltdiagramm" in den Siebensegmentcode umcodiert. Die Zahl der Eingangsimpulse bestimmen ja den Schaltzustand der einzelnen Speicherelemente. Erst nach der Signalaufbereitung werden die einzelnen Leuchtbalken richtig angesteuert, so daß die sichtbare Entschlüsselung, d. h. die Darstellung des

Ergebnisses erst durch die Siebensegmentanzeigeeinheit erfolgt. Entscheidend hierfür ist daher die richtige Umsetzung des für jede Ziffer typischen Speicher-Signalzustandes in eine entsprechende Durchschaltung der Leuchtsegmente, die in ihrer Zusammensetzung das Ergebnis sichtbar macht.

Ohne Dolmetscher geht es nicht: Der Decoder

Die Umsetzung von binären Signalen in Dezimalzahlen setzt daher bei einer Siebensegmentanzeige einen Umschlüssler, einen Schaltdolmetscher voraus.

Das Innenleben des Decoders

Grundsätzlich könnte ein Decoder aus Relais mit entsprechenden Kontaktbestückungen als Schalter bestehen, da lediglich je nach Eingangs-Signalzustand die hierfür entsprechenden Anzeigesegmente ein- und ausgeschaltet werden müssen. Im heutigen Zeitalter der Halbleitertechnik und integrierten Schaltungen werden jedoch kaum mehr diese gewichtigen, platzfressenden und trägen Relais-Decodierer verwendet, die jedoch zur Pionierzeit der Digitaltechnik überhaupt erst eine Decodierung ermöglichten.

Decodierung für Siebensegmentanzeige

Der BCD-Decoder (*B*inary *C*ode *D*ecoder) muß also die zweiwertigen Eingangs-Signalzustände, d. h. eine bestimmte Binärkombination so verarbeiten, daß an seinen Ausgängen der zur Darstellung der richtigen Ziffer erforderliche Schaltzustand vorhanden ist.

Die zur Sichtbarmachung der Ziffern 0...9 notwendigen Schaltzustände (Schaltdiagramme) sind aus folgender Decodierungstabelle ersichtlich.

BCD-Code 8 – 4 – 2 – 1				Siebensegment-Decodierungseingänge							Anzeige Dezimalzahl
D	C	B	A	a	b	c	d	e	f	g	
L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	H	0
L	L	L	H	H	L	L	H	H	H	H	1
L	L	H	L	L	L	H	L	L	H	L	2
L	L	H	H	L	L	L	L	H	H	L	3
L	H	L	L	H	L	L	H	H	L	L	4
L	H	L	H	L	H	L	L	H	L	L	5
L	H	H	L	H	H	L	L	L	L	L	6
L	H	H	H	L	L	L	H	H	H	H	7
H	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	8
H	L	L	H	L	L	L	H	H	L	L	9

Erst wenn diese Ausgangszustände am Decoder anliegen, werden die entsprechenden Leuchtsegmente, welche die Ziffer ausmachen, richtig angesteuert.

Wie aus der *Tabelle* ersichtlich ist, sind bei der Dezimalzahl 8, Codewort HLLL sämtliche 7 Decoderausgänge (a...g) durchgeschaltet, so daß an den Ausgängen gegen Masse gemessen nur der Kollektor-Emitterspannungsabfall der Schalttransistoren von $< 0{,}3$ V = L-Potential auftritt. Folglich leuchten sämtliche sieben Segmente der Anzeige auf.

Heute werden BCD-Dezimaldecoder als integrierte Schaltung ausgeführt, wobei die Decodierung durch die in den monolithisch integrierten UND- oder NAND-Gattern erfolgt. Jedem Dezimalausgang ist hier ein eigenes Gatter zur Darstellung des Zählergebnisses als Dezimalziffer zugeordnet. Für eine Zähldekade sind daher mehrere UND- bzw. NAND-Schaltungen erforderlich.

Einfacher Codierschalter

Die Umsetzung einer Dezimalzahl in den BCD-Code (Binär = zweiwertig) kann auf einfache Art mit einem Codierschalter erfolgen. Codierschalter gibt es bereits schon in allen Standard-Codierungen, die durch problemlose Montage zu beliebig großen Baugruppen zusammengesetzt werden können.

Abb. 27 zeigt die Beschaltung eines 10poligen Drehschalters mit vier Kontaktebenen. Dieser reicht aus, um eine Zahl von 0...9 in den BCD-Code umzusetzen. Die Codierung des Drehschalters erfolgt nach der Wahrheitstabelle Seite 59. Der Codierschalter nach Abb. 27 nimmt die Schaltstellung für die Dezimalzahl 8 ein. Das Signaldiagramm nach dem BCD-Code lautet hierfür: HLLL (bei A→D). Der Schleifer der Schalter von S_A, S_B und S_C stellen daher einen Massekontakt (L-Potential) her, während der Ausgang D über R_D mit $+U_B$ (H-Potential) verbunden ist.

Die Widerstände R_A...R_D wurden so gewählt, daß in Schalterstellung L kein zu großer Strom fließt und in Schalterstellung H ein einwandfreies Schalten gewährleistet ist.

1.9.8 Frequenzteiler

Frequenzteiler sind wie Zähler mit bistabilen Kippstufen aufgebaut. Frequenzzähler können daher auch zur Frequenzuntersetzung verwendet werden. Bei einem Frequenzzähler mit n Zählstufen wird die Impulsfrequenz durch 2^n geteilt. Die Ausgangsfrequenz eines JK-Flipflops als bistabile Kippstufe ist nur halb so groß wie die Eingangsfrequenz. Es erfolgt daher eine Frequenzuntersetzung im Verhältnis 1:2. Frequenzteiler sind daher elektrische Schaltungen, mit denen ganzzahlige Bruchteile einer an den Eingang anliegenden Frequenz erreicht werden. Das ist darauf zurückzu-

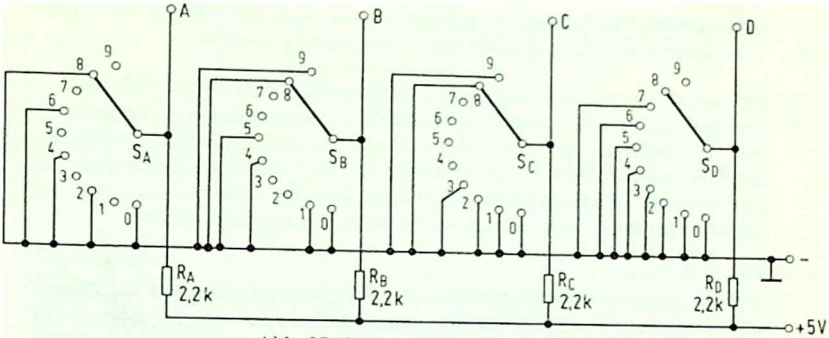


Abb. 27 Einfache Schaltercodierung

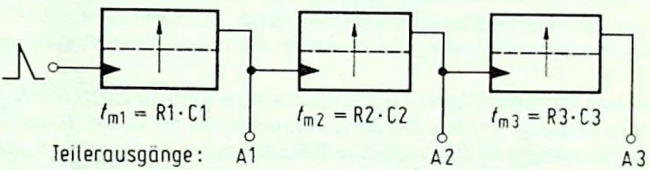


Abb. 28 Frequenzteiler mit monostabilen Kippschaltungen

führen, daß die bistabilen Kippstufen entweder nur mit der Impulsanstiegsflanke L→H oder abfallenden negativen Flanke (H→L) umschalten.

Der Ausgang einer Kippstufe steuert den Eingang der darauffolgenden (asynchrone Ansteuerung)

Wenn dieser Ausgangsimpuls als Triggersignal einer weiteren Flipflop-Stufe zugeführt wird, die wiederum dieses Triggersignal im Verhältnis 1:2 teilt, so erhalten wir bereits eine Frequenzteilung im Verhältnis 1:4. Durch Aneinanderreihung beliebig vieler Flipflops kann eine Impulsfrequenz beliebig halbiert werden. Das gilt auch für beliebige ganzzahlige ungerade Teilungsverhältnisse, bei denen man durch 2 nicht aufteilen kann ($8 = 2 \cdot 2 \cdot 2 = 3$ Flipflops) wie z. B. $7 = 8 - 1 = 2 \cdot 2 \cdot 2 - 1$. Das kann durch *Rückkopplung* des Ausganges Q 3 auf die Rücksetzeingänge des ersten Flipflops erfolgen (teilsynchrone Ansteuerung).

Beispiele hierfür zeigen die Abb. 58a Seite 134. Zur Frequenzteilung wird hier eine häufig verwendete Zählschaltung in TTL-Technik der Type SN 7490 (Texas Instruments) bzw. FLH 101 von Siemens verwendet. Die

erforderliche Beschaltung zur Erzielung von Frequenzteilungen von 1:2 bis 1:10 können der Zusammenstellung entnommen werden.

Frequenzteiler mit monostabilen Kippschaltungen aufgebaut (Abb. 28)
Monostabile Kippstufen sind durch die Tatsache, daß durch das Impulsgatter jeder während der metastabilen Phase auf den Eingang gelangenden Impulse gesperrt wird, bis diese wieder in ihren stabilen Zustand gekippt sind, typische *Untersetzerstufen*. Erst dann kann der nächste Impuls aus der Impulsreihe die Kippschaltung wieder zum Umkippen zwingen.

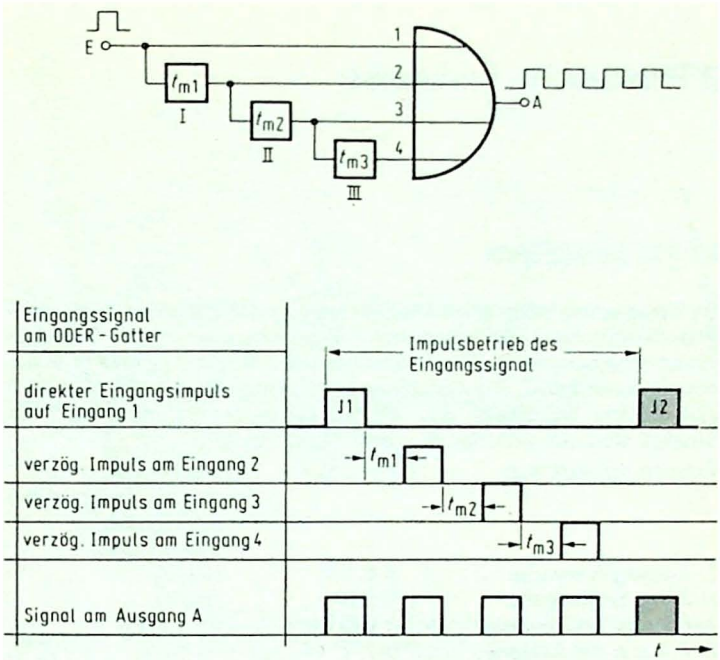
Der Teilerfaktor
Der Teilerfaktor gibt an, nach wieviel Eingangsimpulsen ein Ausgangsimpuls erscheint und kann nur eine ganze Zahl sein. So viele Impulse als der Teilerfaktor K angibt, werden durch die Untersetzerstufen ausgeblendet. Beträgt dieser beispielsweise K = 100 bei einer Eingangsfrequenz von 100 000 Hz, so tritt am Ausgang der mit Kippschaltungen aufgebauten Teilerkette ein Ausgangssignal mit einer Frequenz von 1000 Hz auf, d. h., das 1000/100 000 = 0,01fache = 1/100 der am Eingang anliegenden Frequenz auf.

Bei einem solchen aufgebauten Frequenzteiler muß die metastabile Zeitdauer so ausgelegt werden, daß diese beispielsweise bei einem Teilerfaktor von 5 etwas länger als der vierfachen Periodendauer der Eingangsfrequenz beträgt. Die vier Folgeimpulse werden so gesperrt, haben also keine auslösende Wirkung und erst der 5. Impuls trifft die bistabile Kippstufe im stabilen Zustand an.

1.9.9 Frequenzvervielfachung

Mit monostabilen Kippschaltungen als Verzögerungsglieder lassen sich auch Frequenzvervielfacher aufbauen. *Abb. 29a* zeigt den prinzipiellen Aufbau einer derartigen Schaltung.
Seine Arbeitsweise ist folgende:
Es wird hier einem vierfachen ODER-Gatter der Originalimpuls direkt zugeführt. Gleichzeitig wird der Impuls auf den Eingang der monostabilen Kippstufe I gegeben, die den Impuls um 1/4 der Impulsperiode verzögert, so daß die Impulslängen erhalten bleiben.

Diese gibt wiederum ihren Ausgangsimpuls auf den zweiten Eingang des ODER-Gatters direkt weiter und gleichzeitig auf den Eingang der monostabilen Kippstufe II, die wiederum mit dem 3. Eingang des ODER-Gatters direkt verbunden ist und gleichzeitig den Impuls an das dritte Verzögerungsglied, die monostabile Kippstufe III weitergibt. Die Verzögerungszeiten der Verzögerungsglieder sind innerhalb der Eingangsimpulsperiode gleich gemacht, um gleiche Impulszeiten zu erreichen.



a

Abb. 29a) Prinzipielle Möglichkeiten einer Frequenzvervielfachung mit monostabilen Kippstufen

Folglich erscheinen am Ausgang A des ODER-Gatters vier Ausgangsimpulse mit derselben Impulsdauer, die von *einem* Eingangsimpuls herrühren. Die Ausgangsfrequenz ist daher viermal größer als die Eingangsfrequenz.

Vom Frequenzvervielfacher zum Rechteckgenerator

Wenn wir die Triggerimpulse auf mehrere monostabile Kippschaltungen mit verschiedenen Laufzeiten durch entsprechende Wahl der RC-Verzögerungsglieder geben und dann wieder sämtliche Ausgangsleitungen mit einem Gatter verknüpfen, so erhalten wir eine Frequenzvervielfachung, die wir bei Verwendung variabler RC-Glieder verändern können.

2 Praktische Hinweise

2.1 TTL-Schaltglieder

Im Umgang mit integrierten Digitalschaltungen müssen bestimmte Hinweise für den Anwender eingehalten werden, über die entsprechende Datenunterlagen der Hersteller Auskunft erteilen. Neben Angaben über Arbeitsgeschwindigkeit, Arbeitstemperatur, Fan-in, Fan-out, Störsicherheit und zulässige Grenzwerte sind folgende für unsere Versuche mit TTL-Schaltgliedern der Serie SN 74... bzw. FLH... wichtig:

Versorgungsspannung:	5 V ±5 %	Die Netz-Brummspannung sollte dabei nicht größer als 200 mV_{ss} sein.
L-Ausgangsspannung:	≦ 0,4 V	(log 0)
H-Ausgangsspannung:	≧ 2 V	(log 1)
L-Potential am Eingang:	< 0,8 V	
H-Potential am Eingang:	> 2 V	

Wichtig: Einwandfreies Triggersignal (Abb. 30)
Oftmals scheitern Versuche mit Digitalbausteinen durch Verwendung nicht geeigneter Impulsgeneratoren oder durch Eingangssignale, welche den an ein solches Signal gestellten Anforderungen nicht entsprechen.

Aus der Impulstechnik wissen wir, daß jeder einmalige oder sich wiederholende Strom- bzw. Spannungsstoß eine Anstiegszeit und eine Abfallzeit benötigt. Unter *Anstiegszeit* (tr = rise-time) verstehen wir die Zeit, in der die Signalamplitude von 10 % auf 90 % ihres Maximalwertes ansteigt. Sinngemäß ist die *Abfallzeit* (t_f = fall-time) jene Zeit, bei der die Signalamplitude von 90 % ihres Maximalwertes auf 10 % absinkt. Grund hierfür sind mögliche „Verwaschungen" bei Kurvenformen kurz vor den Schaltpunkten. Die Anstiegszeiten und Abfallzeiten der Eingangssignale dürfen nicht zu groß, d. h. zu langsam sein, da sonst die Möglichkeit besteht, daß bei Erreichen des Schwellwertes der integrierten Digitalschaltung unerwünschte Schwingungen auftreten, welche zu Fehltriggerungen weiterer Digitalbausteine führen können.

Die Anstiegs- und Abfallzeiten der Eingangssignale bei TTL-Bausteinen sollten daher kleiner als 1 µs sein, wobei die Flankensteilheit des Eingangssignales bei Erreichen des Schwellwertes des anzusteuernden Digitalbau-

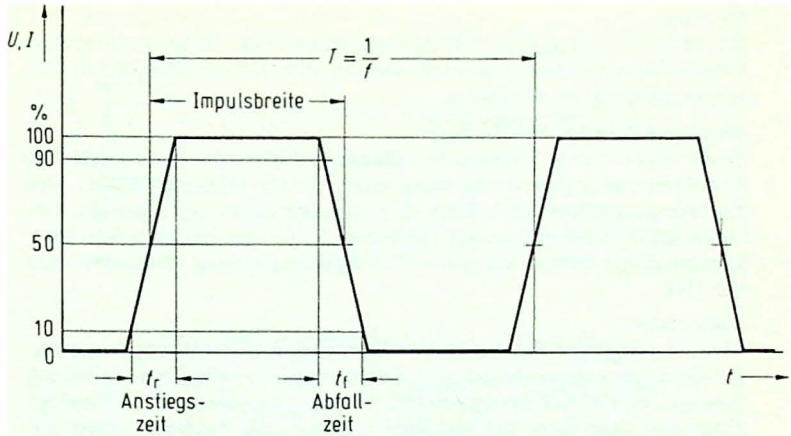


Abb. 30 Impulskennwerte

steines wichtig ist. Beim Durchgang durch den Triggerpunkt sollten die Anstiegs- und Abfallzeiten kleiner 0,5 µs/V sein (Standard-Serie).

Genauso wichtig ist die Impulsbreite, die allgemein von jenem Zeitpunkt aus gemessen wird, bei dem der Impuls die Hälfte seiner Amplitude erreicht hat. Als Bezugszeitpunkt wird in der Digitaltechnik meistens die Triggerschwelle gewählt, d. h. bei TTL, wenn das Eingangssignal den Schwellwert von etwa 1,5 V erreicht. Die Impulsbreite sollte bei TTL der SN 74er-Serie mindestens 29 ns betragen.

Nicht benutzte Eingänge

Um eine möglichst hohe Schaltgeschwindigkeit und Störunempfindlichkeit zu erreichen, sollten diese mit einem festen Potential verbunden werden.

Bei AND und NANDs

Die unbenutzten Gattereingänge von AND-/NAND-Schaltgliedern können bei NOR-Schaltgliedern mit dem benutzten Eingang verbunden werden, wenn hierfür das Fan-out der treibenden Schaltung ausreicht.

Außerdem können die nichtbenutzten Eingänge an Masse gelegt werden. Damit verringert sich die Leistungsaufnahme.

Erhöhung der Ausgangsbelastbarkeit und Treiberleistung

Zur Erhöhung der Ausgangsleistung dürfen lediglich zwei Gatter eingangs- und ausgangsseitig parallelgeschaltet werden.

Expander
Die Erweiterungseingänge müssen unmittelbar in der Nähe des zu erweiternden Gatters eingebaut werden, um eine Schaltzeiterhöhung durch Leitungskapazitäten zu vermeiden.

Setzen und Löschen bei Flipflops
Wenn während eines Taktimpulses (Eingang T bzw. C = clock auf H-Potential) asynchron gesetzt oder rückgestellt wird (Setzeingang (Preset) oder Löscheingang (Clear) auf L-Potential), so muß P oder C so lange auf L-Potential gehalten werden, bis der Taktimpuls L ist. Nicht benutzte Setz- oder Löscheingänge müssen mit der +-Versorgungsspannung verbunden werden (H).

Taktimpulse
Flankengetriggerte Flipflops erfordern Taktimpulse mit Anstiegs- und Abfallzeiten von weniger als 250 ns/V. Bei Master-Slave-Flipflops müssen die Anstiegs- und Abfallzeiten kürzer als 500 us/V betragen. Mit D-Flipflops aufgebaute Schieberegister und Zähler dürfen eine Taktanstiegszeit von max. 25 ns/V haben.

Eingangswerte
Die Eingangszustände sollten bei Master-Slave-JK-Flipflops während des H-Zustandes des Taktimpulses nicht verändert werden. Ausnahmen werden in den Herstellerunterlagen ausdrücklich angegeben.

Der Eingangslastfaktor
Der Eingangslastfaktor oder auch „fan in" bezeichnet, gibt die Belastbarkeit eines Einganges an. Die im L- wie auch im H-Eingangszustand zulässigen Eingangsströme werden durch den Eingangslastfaktor angegeben. Diese dürfen bei der TTL-Serie pro Gattereingang im L-Zustand (0,4 V) 1,6 mA und im H-Zustand (2,4 V) 40 µA nicht überschreiten. Diese Werte repräsentieren dann die Eingangslast von 1. Höhere Eingangslastfaktoren innerhalb einer Schaltungsfamilie haben sehr häufig Flipflops. Die steuernde Schaltung muß daher in der Lage sein, die hierfür erforderliche Treiberleistung bzw. Fan-out ohne Überlastung aufzubringen.

Der Ausgangslastfaktor (Abb. 31)
Die am Ausgang einer digitalen Schaltung angeschlossenen IC's sind eine Belastung für die treibende Schaltung. Jeder nachgeschaltete Gattereingang zieht Strom, der von der treibenden Schaltung aufgebracht werden muß. In der Schaltungspraxis ist daher wissenswert, wieviel Eingänge nachfolgender Digitalschaltungen an den Ausgang eines vorgeschalteten Digitalbausteines angeschlossen werden können. Maßstab ist hierfür die Belastung, welche durch Anschluß eines Gatters auftritt. Diese entspricht dann einer Lasteinheit. Der Ausgangslastfaktor oder auch Fan-out bezeichnet,

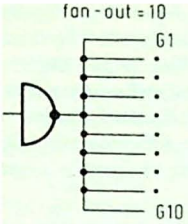


Abb. 31 „fan-out" = Ausgangsbelastbarkeit

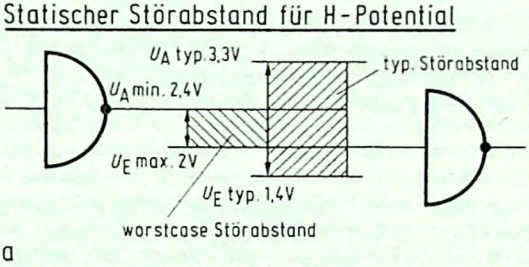


Abb. 32 Störabstände bei digitalen Schaltgliedern (TTL)

gibt daher an, mit wieviel Eingängen der Ausgang einer digitalen Schaltung belastet werden darf. Ein Fan-out von 10 bedeutet, daß 10 Lasteinheiten an den Ausgang der betreffenden Digital-Treiberschaltung angeschlossen werden können. Obwohl die Belastbarkeiten in beiden Schaltzuständen unterschiedlich sein können, gibt man dann die Fan-out-Zahl auf der Basis des niedrigeren Wertes an, so daß keine Überlastungen auftreten können. Zu beachten ist jedoch, daß bestimmte Schaltglieder innerhalb einer Logikfamilie von der Lasteinheit abweichen können.

Wie immun verhalten sich digitale Schaltelemente gegenüber Störeinflüssen? Von besonderer, praktischer Wichtigkeit ist die Störsicherheit einer digitalen Schaltung, welche das Verhalten von Schaltgliedern gegenüber Störungen charakterisiert. Solche Störimpulse und -spannungen können überall systemintern und extern auftreten und werden häufig von langen Übertragungsleitungen aufgenommen. Ursache hierfür können induktive und kapazitive Streufelder sowie galvanische Kopplungen sein, die von benachbarten Stromversorgungsleitungen, elektrischen Maschinen und Thyristorsteuerungen herrühren oder systemintern durch das Schalten der Schaltglieder verursacht werden können. Wenn diese eine bestimmte Größenordnung annehmen, die von der Störsicherheit der digitalen Schaltung abhängig ist, so kann die im Einflußbereich der Störung arbeitende Schaltung unkontrollierbare und nicht der Logik entsprechende Schaltzustände durchführen. Das Resultat ist dann ein Computer, der „spinnt". Die Störsicherheit ist daher ein außerordentlich wichtiges Kriterium zur Beurteilung einer Logik für bestimmte Anwendungen mit erschwerten Einsatzbedingungen.

Statisches und dynamisches Störverhalten

Ein Maß hierfür sind ihre *statische und dynamische Störsicherheit*. Bei den Angaben der statischen Störsicherheit geht man davon aus, daß diese länger als die mittlere Signal-Lauf- bzw. Schaltzeit darauf einwirken. Im Gegensatz hierzu wird durch die dynamische Störsicherheit das Verhalten von Digitalbausteinen gekennzeichnet, bei denen die Störeinwirkung kurz gegenüber der Laufzeit des Schaltgliedes ist.

Die statische Störsicherheit gibt die gerade noch zulässige Störgröße an, die den logischen Zustand eines Schaltgliedes noch nicht verändert. Man ist daher bestrebt, den Abstand zwischen dem Spannungshub der Störspannung und den systemeigenen Schaltungspegeln für High oder Low so groß als möglich zu machen, damit keine Falschbefehle gegeben oder gespeichert werden.

Der typische statische Störabstand ergibt sich aus dem Unterschied zwischen der Ausgangsspannung des treibenden Schaltgliedes zur Eingangsschwellenspannung des angesteuerten Schaltgliedes.

Ein Beispiel

Unter Normalbedingungen beträgt die typische Ausgangsspannung für den Ausgangszustand L nur 0,2 V (TTL), wobei eine Eingangsspannung von 1,3 V als L-Eingangssignalzustand angenommen werden kann.

Demnach ergibt sich ein typischer Störspannungsabstand im Low-Ausgangszustand von:

$$U_{EL} - U_{AL} = 1{,}3 - 0{,}2 = 1{,}1 \text{ V}$$

Da die Worst-case-Ausgangsspannung für den H-Zustand 2,4 V und die minimale Eingangsspannung für den Eingangszustand H = 2 V beträgt, ergibt sich ein Worst-case-Störspannungsabstand für den H-Ausgangszustand von

$$U_{E\,max.\,L} - U_{A\,max.\,H} = 2{,}4 - 2 = 0{,}4 \text{ V}$$

Unter Normalbedingungen beträgt jedoch die hierfür typische Ausgangsspannung (H-Zustand) 3,15 V, wobei eine Eingangsspannung von 1,9 V noch als H-Eingangszustand angesehen werden kann. Folglich ergibt sich ein typischer Störspannungsabstand für den H-Ausgangszustand von

$$U_{AH} - U_E = 3{,}15 - 1{,}9 = 1{,}25 \text{ V}$$

Ergebnis

Der statische Störabstand für den Ausgangszustand H ergibt sich aus dem Unterschied zwischen dem niedrigsten Wert des H-Ausgangszustandes eines Schaltgliedes und dem höchsten Eingangs-Schwellwert des nachfolgenden Schaltgliedes.

Der statische Störabstand für den Ausgangszustand L ergibt sich aus dem Unterschied zwischen dem höchsten Wert des L-Ausgangszustandes und dem niedrigsten Eingangs-Schwellwert des nachfolgenden Schaltgliedes.

Die Abb. 32 zeigt den Unterschied zwischen worst-case und dem typischen Störabstand für den H- und L-Ausgangszustand und Worst-case-Störabstand vom H- und L-Bereich. Die Halbleiterhersteller garantieren mit ihren Worst-case-Angaben die Mindestwerte, die von Digitalschaltungen trotz starker Abweichung von typischen Werten unbedingt eingehalten bzw. erreicht werden.

Hohe *statische Störsicherheiten* können durch höhere Schwellwerte und Betriebsspannungen erreicht werden, wobei auch im Ausgangsschaltzustand L nur ein geringes L-Potential auftreten darf. Hierfür gibt es Logikfamilien von verschiedenen Herstellern, bei denen eine hohe Störsicherheit Priorität gegenüber anderen Logikkennwerten hat.

Hohe *dynamische Störsicherheit* wird durch große Flankendauer erreicht. Die Verlängerung der Schaltzeiten durch extern anschließbare Zusatzkapazitäten verlangsamen die Arbeitsgeschwindigkeit der Logikschaltung zu Gunsten einer höheren Störsicherheit. Eine weitere Möglichkeit zur Verbesserung der dynamischen Störsicherheit besteht in der Ket-

tenschaltung von mehreren Gattern, welche die Signallaufzeiten innerhalb eines Logiksystems vergrößern.

Zusammenfassend ausgedrückt, bestimmt die Summe aller Störquellen, die systemeigenen und systemfremden, den *Störabstand* einer Logikschaltung.

2.2 ...und bei C-MOS-Schaltungen

Besonderheiten (Abb. 33)

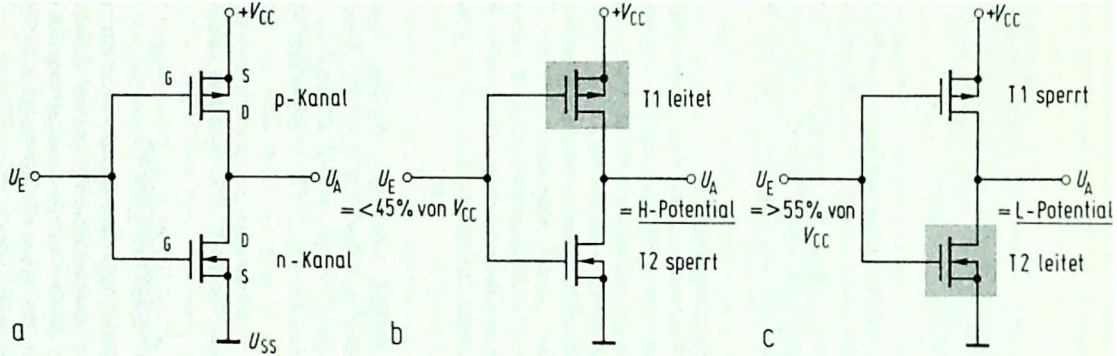
COS/MOS-Digitalbausteine (RCA) sind mit komplementären MOS-FETs (Metal-Oxide-Silicon-Field Effekt Transistor) symmetrischer Anordnung aufgebaut. Die isolierten Gateanschlüsse als gemeinsamer Eingang und die Drainanschlüsse als gemeinsamer Ausgang sind jeweils miteinander verbunden. Bei beiden möglichen Schaltzuständen L und H ist jeweils nur ein Leistungsweg (Drain-Source-Strecke von FET 1 oder 2) niederohmig. Diese Schaltungsanordnung ermöglicht den Betrieb an einer nicht gesplitteten Betriebsspannung. Der Leistungsbedarf und die Wärmeentwicklung sind daher sehr gering, so daß eine hohe Packungsdichte erreicht wird. Ohne Ansteuerung fließt praktisch kein Strom. Ein Stromfluß findet praktisch nur während der kurzen Ansteuerzeit durch eine Impulsflanke statt. Da die hohe Eingangsimpedanz eine fast leistungslose Spannungssteuerung ermöglicht, sind hohe „FAN OUTs" bis zu ca. 50 ohne besondere zusätzliche Leistungsaufnahme realisierbar. Durch die geringe Leistungsaufnahme und den geringen Flächenbedarf eignen sich MOS-Schaltungen für die Großintegration (LSJ). Die Schaltgeschwindigkeit ist kleiner wie bei bipolaren Digitalschaltungen (z. B. TTL).

Betriebsspannung und Leistungsbedarf

Die maximal zulässige Betriebsspannung ($V_{DD} - V_{SS}$) bzw. U_B-Nullpotential von 15 V darf nie überschritten werden. Eventuell während des Betriebes auftretende Spannungsspitzen, verursacht durch Schaltvorgänge, müssen berücksichtigt werden. Die Betriebsspannung kann je nach erforderlicher Störsicherheit 5–15 V betragen. Der Leistungsbedarf pro Gatter beträgt typisch 10 mW/Gatter, ca. 10 pA bei 3–15 V. Das Netzteil muß in der Lage sein, den Strombedarf der CMOS-Schaltung zu liefern.

Störsicherheit – Schaltschwelle

Die COS/MOS-Schaltungen schalten typisch bei 30 % bzw. 70 % der Betriebsspannung. Bei einer Betriebsspannung von 9 V liegt das L-Signal bei 3 V bis Null und das H-Signal zwischen ca. 7 und 9 V. Die statische Störsicherheit liegt daher bei etwa 30–45 % der Betriebsspannung. Durch die Zusammenschaltung von COS/MOS-Bausteinen mit TTL-Schaltungen, die einen Störabstand von 1 V haben, wird daher die Störsicherheit nicht beeinträchtigt. Das gilt auch für den 5-V-Betrieb. Hier liegt der L-Signal-



Eingang	V_{CC} = 5V	V_{CC} = 10V
Low	≈ 0...1,5V	0...3V
High	≈ 3,5...5V	7...10V

Abb. 33a) COS-MOS-Schalter; b) Ausgang H-Potential; c) Ausgang L-Potential

wert (logische Null) zwischen 0 und 1,5 V und der H-Wert zwischen 3,5 und 5 V. Der Ausgangsimpedanzwert liegt zwischen ca. 100 Ω und 1 kΩ.

Unbeschaltete Eingänge
Diese müssen entweder an V_{DD} oder V_{SS} gelegt werden. Das hängt von der jeweiligen Schaltung ab. Unbeschaltete und nicht auf V_{DD} oder V_{SS} festgelegte Gattereingänge können durch Überschreitung der Verlustleistung, die 200 mW beträgt, den C-MOS-IC zerstören.

Kurzschlüsse am Ausgang
sind allgemein zulässig, sofern die Betriebsspannung $V_{DD} - V_{SS}$ kleiner als 5 Volt beträgt. Sonst muß durch einen entsprechenden Vorwiderstand die max. Verlustleistung auf den vom Hersteller angegebenen Wert (typisch 200 mW). begrenzt werden. Das kann in der Praxis der Fall sein, wenn das CMOS-Ausgangssignal zur Ansteuerung eines npn- oder pnp-Transistors verwendet wird.

Eingangssignal – Eingangsschutzschaltungen
Wenn an den C-MOS-Digitalbausteinen keine Betriebsspannung anliegt, dürfen an den Gattereingängen keine Signale anliegen. Soweit nicht die Eingänge integrierte Schutzdioden besitzen, müssen diese gegen Überspannungen, häufig verursacht durch statische Aufladung mit Schutzdioden und bei störverseuchter Umgebung, mit einem Serienwiderstand und Parallelkondensator, beschaltet werden. Das kann auch für CMOS mit Schutzdioden notwendig sein. Die Schaltgeschwindigkeit wird durch den Parallelkondensator entsprechend beeinträchtigt. Diese sollte jedoch nur so groß gewählt werden wie notwendig. Damit kann die Störsicherheit verbessert werden.

Behandlung
Da Isolierschicht-FETs empfindlich sind gegen statische Aufladungen, sollten nicht benutzte, aufbewahrende MOS-ICs mit den Anschlüssen in ein metallisiertes Kunststoff-Moos – wie bei der Anlieferung – gesteckt werden. Der verwendete Lötkolben von ca. 5–8 W sollte mit Schutztransformator betrieben werden. Sonst muß der Lötkolben geerdet sein. Die Verwendung von IC-Fassungen wird wegen der raschen Austauschbarkeit und des „Nicht-Löten-müssens" an MOS-ICs besonders empfohlen.

2.3 Logiktreiber- und Leistungstreiberstufen

Die Ausgangsleistungen digitaler Schaltungsglieder sind für allgemeine Anforderungen innerhalb der Schaltungsfamilie wie zur Ansteuerung bis zu 10 Logikbausteinen (TTL), als Treiber zur Ansteuerung von LED- und Siebensegmentanzeigen, Reed-Relais kleiner Leistung bis zu Strömen von ca. 20 mA völlig ausreichend (*Abb. 34a*).

Leistungstreiber-IC und Einzeltransistoren

Ist jedoch ein größeres FAN-OUT zum Anschluß von mehr als 10 Gattern und mehr Strom zur Ansteuerung von kleineren Leistungsverbrauchern mit 5-V-Betriebsspannung erforderlich, so können hierzu Leistungsverstärkerbausteine verwendet werden. Bei den speziell hierfür geschaffenen Treiberbausteinen sind mehrere Leistungstreiberstufen in einer integrierten Schaltung enthalten. Eine weitere Möglichkeit, höheren Treiberstrom zu erreichen, besteht in der Parallelschaltung der einzelnen Treiberschaltung, die in demselben Baustein integriert sind. Häufig reicht jedoch bereits die Nachschaltung eines Einzeltransistors aus, um den Verbraucher voll ansteuern zu können.

Abb. 34b zeigt eine Ansteuerschaltung von vier Leuchtdioden (LED-Strom ca. 17 mA) durch den 6fach-Inverter SN 7405. Diese Anzeigeschaltung eignet sich vorzüglich zur optischen Verfolgung und zur Aufnahme von Zählvorgängen und zur Überprüfung des Impulsdiagrammes, wobei das Zählglied mit einer niedrigen Impulsfrequenz getriggert wird. Bei diesem Beispiel werden nur 4 Inverterstufen des 6fach-Inverters beschaltet.

Da sämtliche Inverterstufen des integrierten TTL-Bausteines einen offenen Kollektorausgang besitzen, ist die externe Beschaltung des Schaltgliedes mit LED und entsprechendem Strombegrenzungswiderstand (R 1 – R 4) leicht durchführbar. Durch die einheitliche Stromversorgung von Anzeigekreis und TTL-Schaltglied ist die Verdrahtung besonders einfach durchzuführen. Die Innenschaltung eines der 6 in dem Baustein integrierten und gleich ausgeführten Inverters zeigt Abb. 34c. Die Arbeitsweise der Aussteuerschaltung ist einfach. Ein H-Signal am Eingang macht die Basis-Emitterstrecke von T 1 leitend. Folglich wird T 2 durchgeschaltet und durch die positive Basis-Emitterspannung – durch den Spannungsabfall von T 2 hervorgerufen – wird T 3 ebenfalls leitend, so daß R 1 nahezu Massepotential erhält. Die Folge ist, daß die Leuchtdiode LD 1 aufleuchtet. Liegt am Eingang der Inverterschaltung ein L-Potential, so sperrt T 1 und T 2, wodurch folglich auch T 3 sperrt. Die Leuchtdiode ist erloschen.

Glühlampenansteuerung = Ohmsche Last

Die Abbildung 34d zeigt die Ansteuerung einer Glühlampe. Hier muß bedacht werden, daß Glühlampen für den Einschaltmoment ein Kaltleiterverhalten zeigen, so daß der hohe Einschaltstromstoß nicht größer sein darf als der zulässige Kollektorstrom des Schalttransistors. Begrenzung des Einschaltstromstoßes besteht in dem Vorheizen des Glühfadens. Das wird durch Parallelschalten eines Vorwiderstandes zum Schalttransistor erreicht. Die Dimensionierung des Vorwiderstandes wird so durchgeführt, daß der Glühfaden gerade noch nicht sichtbar glüht. Der Strom beträgt dabei ca. 10 % des Nennstromes der Glühlampe.

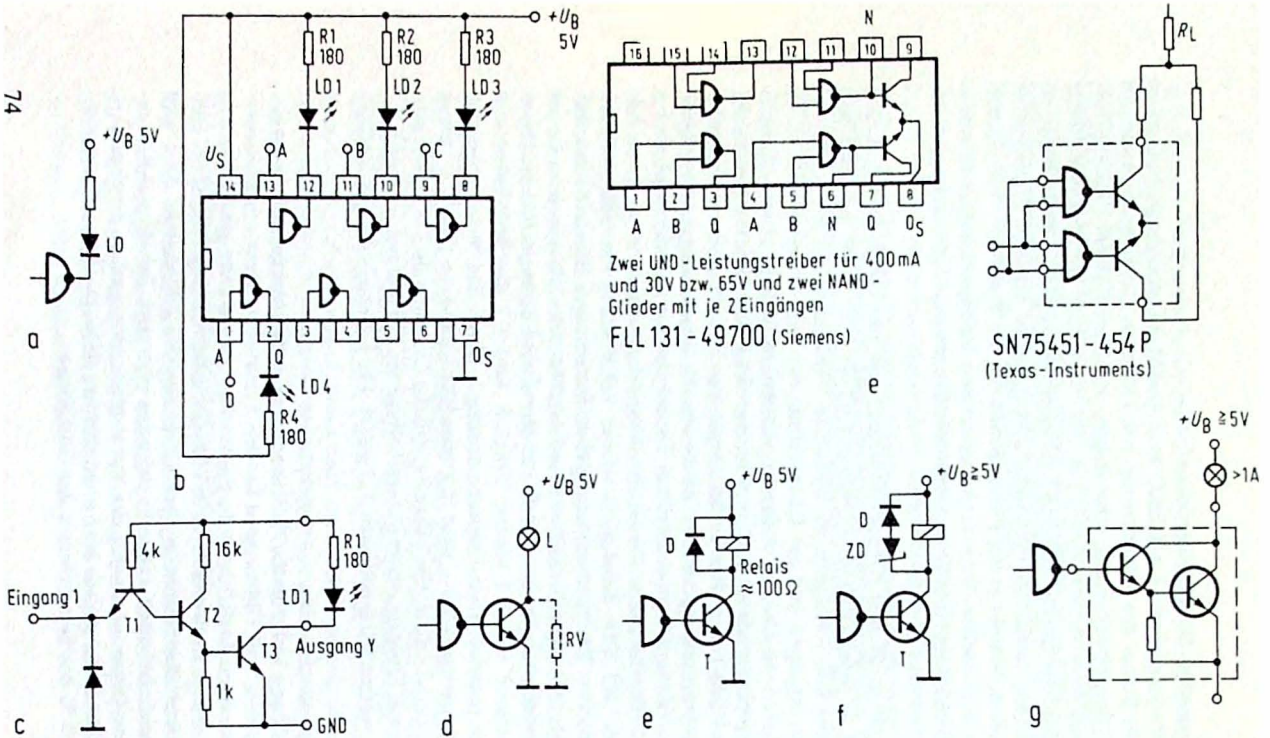


Abb. 34a) Inverter als LED-Treiber; b) Treiberschaltung für 4 LEDs; c) Innenschaltung eines LED-Treibers (SN 7405 v. Texas Instruments); d) Glühlampenansteuerung mit Begrenzerwiderstand; e) Relaisansteuerung; f) Relaisansteuerung mit kurzer Abfallzeit; g) Darlington-Leistungstreiber für größere Lastströme

Relaisansteuerung = Induktive Last

Abb. 34e zeigt die Ansteuerung einer induktiven Last, d. h. ein Relais. Hier muß darauf geachtet werden, daß die beim Abschalten von induktiven Lasten auftretenden Spannungsspitzen den Schalttransistor nicht überlasten. Eine oft angewendete, einfache Schutzschaltung besteht in der bloßen, polaritätsmäßig richtigen Parallelschaltung einer Diode zur induktiven Last, einer sogenannten Klemmdiode, welche die auftretenden Spannungsspitzen abkappt. Dadurch tritt am Transistor keine Überspannung – hervorgerufen durch eine induktive Last – auf.

Ein weiterer Nachteil von induktiven Lasten ist die längere Abfallzeit, deren Ursache die in der Induktivität gespeicherte Energie ist, welche sich allmählich durch ohmsche Widerstandsverluste verringert. Die *Abb. 34f* zeigt eine Beschaltung der induktiven Last mit einer Diode und Zenerdiode. Die Spannungserhöhung wird daher durch den Zenerspannungswert zuzüglich der Diodenspannung bestimmt.

Da man so die Größe der Spannungserhöhung festlegen kann und somit den Abbau der in der Induktivität gespeicherten Energie bestimmen kann, ist eine kürzere Abfallzeit erreichbar. Mit den Worten des Praktikers, je höher die Zenerspannung, desto kürzer ist die Stromflußzeit und damit die Abfallzeit, desto höher muß die Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung des Schalttransistors sein. Da die Zenerdiode Leistung verbrauchen muß, kommen entsprechend den ausgangsseitigen Laststrőmen nur Zenerdioden in Frage, die hierzu in der Lage sind.

Das Schalten größerer Lastströme

Müssen Großverbraucher wie Großdisplays mit Glühlampen, Schaltschütze von Motoren geschaltet werden, so sind hierzu Leistungstreiberstufen mit hoher Stromergiebigkeit notwendig. Zur Steuerung von solchen Leistungsverbrauchern eignen sich besonders Darlington-Leistungstransistoren in pnp- und npn-Komplementärausführung, die mit größeren Betriebsspannungen und wegen den großen Laststrőmen an getrennten Netzteilen betrieben werden (*Abb. 34g*).

2.4 Periphere Signalübertragung

Galvanische Trennung von Steuerlogik und Lastkreis (Abb. 35)

In vielen Anwendungsfällen ist sowohl eine räumliche Trennung von Steuer- und Lastkreis wie auch eine elektrisch völlige Trennung der beiden Kreise erforderlich. Häufig arbeiten die Lastkreise mit Hochvolt-Transistor- und Thyristorschaltungen, also mit hohen, lebensgefährlichen Spannungen, während die Steuerlogik nur eine Betriebsspannung von 5–12 V benötigt, so daß im Interesse der elektrischen Berührungssicherheit eine Trennung von Steuer- und Lastkreis notwendig sein kann.

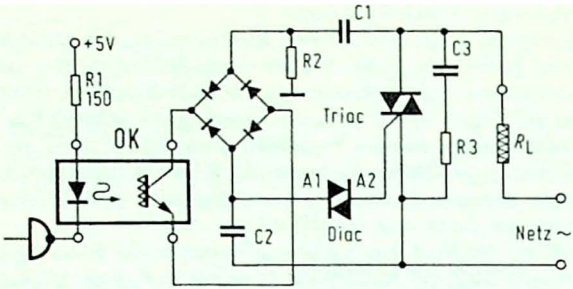


Abb. 35 Galvanische Trennung von Steuerlogik und Lastkreis (Thyristorsteuerung)

Signale durch Licht übermitteln

Wie erfolgt dann die digitale Signalübertragung? (*Abb. 36a, b, c*)

Für solche Anwendungsfälle eignen sich besonders „Lichtkoppler" und Lichtleiter. Die Signalübertragung erfolgt hier durch Umwandlung eines elektrischen Signals in ein optisches, welches von einem Lichtsender ausgestrahlt und von einem Lichtsensor empfangen wird. Lichtemitter und Lichtempfänger sind beim Lichtkoppler in einem abgeschirmten Gehäuse untergebracht. Als Lichtsender werden Leuchtdioden, die TTL-kompatibel sind, bevorzugt verwendet. Als Lichtempfänger finden Fotodioden, Fototransistoren, Fotothyristoren Anwendung. Zur Erreichung eines guten optischen Kontaktes sind bei Lichtkopplern, Lichtemitter und Detektor hinsichtlich ihrer spektralen Empfindlichkeit aufeinander abgestimmt.

Bei Verwendung solcher „Lichtübertrager" können ferner Störspannungen, die durch unterschiedliche Erdpotentiale auftreten, weitgehend eliminiert werden.

Durch die niederohmige Leitungsführung zum „empfängerseitig" installierten Lichtkoppler werden Störspannungen, welche in die Signalleitungen eingekoppelt werden, wie beispielsweise Übersprechen, auf ein Minimum reduziert.

2.5 Gemischter Aufbau – Interfaceschaltungen, oder wenn unterschiedliche Logikfamilien zusammenarbeiten müssen.

Wie wir gesehen haben, lassen sich Logikbauelemente, welche derselben Logikfamilie angehören, wegen ihrer einheitlichen elektrischen Merkmale am leichtesten zusammenschalten.

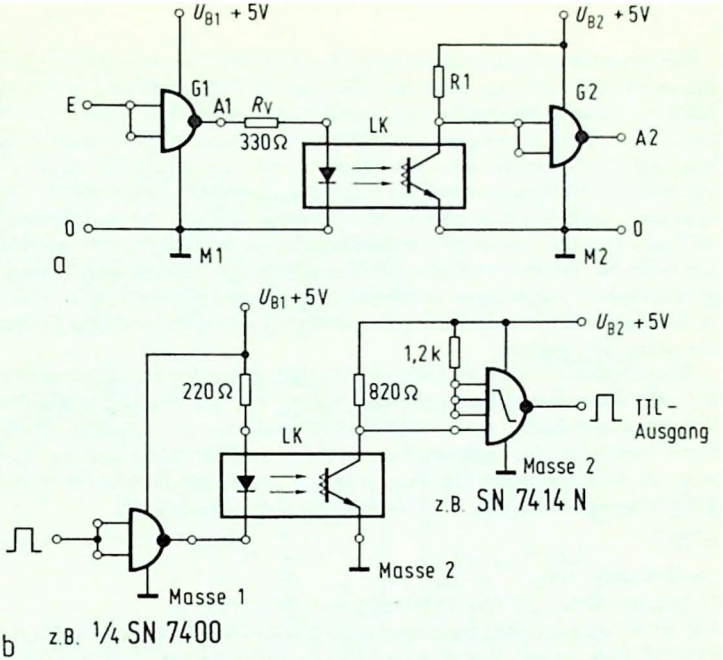
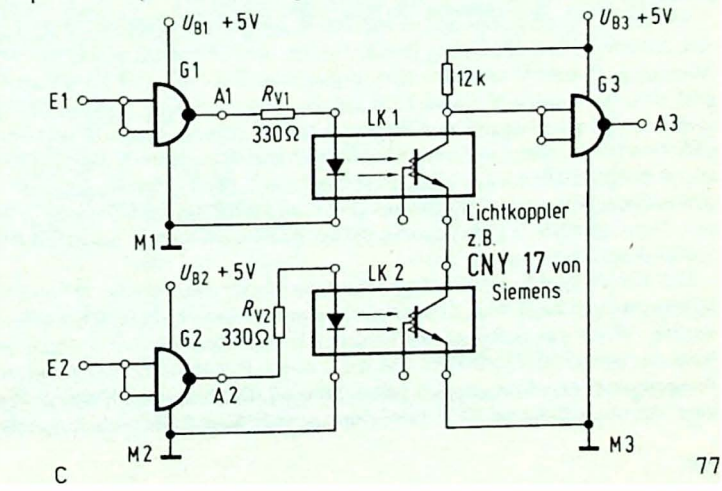


Abb. 36a) u. b) Berührungslose Signalübertragung zwischen zwei Schaltgliedern durch Lichtkoppler; c) Potentialfreie Signalübertragung bei drei unterschiedlichen Erdpotentialen (NAND-Schaltung)



Für bestimmte Anwendungen besteht jedoch die Notwendigkeit, Logik-Bausteine, die zwei oder mehr Familien angehören, miteinander zu verknüpfen. Diese haben daher untereinander unterschiedliche Eigenschaften hinsichtlich Betriebsspannung, Schwellenspannung, Arbeitsgeschwindigkeit und Störsicherheit. Der Anwender muß daher zunächst sorgfältig überprüfen und Maßnahmen der Familienzusammenführung treffen. Verschiedene Logikfamilien sind bereits schon von Haus aus mit anderen direkt *kompatibel*, was so viel wie miteinander verträglich bzw. kombinierbar bedeutet. Weitere verfügen wiederum in ihrem Typenspektrum integrierte, digitale Schaltungen, welche als *Interface-Schaltungen* an der Grenze zwischen zwei verschiedenen Technologien den gegenseitigen Grenzübergang ermöglichen.

Wir gehen davon aus, daß wir zwei Logikfamilien verknüpfen müssen, die zwei unterschiedliche Logikpegel haben. Hierfür benötigen wir eine Schaltungsanordnung, ein Logikbaustein, welcher den Logikpegel der einen Familie in dem Logikpegel der anderen umsetzt. Man spricht in diesem Fall von einer Pegelumsetzung und das Schaltglied, welches diese Pegelumsetzung durchführt, wird als *Pegelumsetzer* bezeichnet.

Ein Beispiel:

Logikpegel-Konverter von COS/MOS auf DTL/TTL

Die RCA hat unter den Bezeichnungen CD 4049 AE und CD 4050 AE COS/MOS-Sechsfach-Buffer als integrierte Digitalschaltungen herausgebracht, die sich besonders zur Logikpegelumsetzung von COS/MOS auf DTL bzw. TTL eignen. Diese können direkt zwei DTL oder TTL-Lasten ansteuern (U_B = 5 V, U_{OL} – 0,4 V und I_{DN} – 3 mA).

Wie *Abb. 37a* zeigt, handelt es sich bei der Ausführung CD 4049 A um eine *invertierende* Ausführung (Inverter), da bei H-Eingangspotential der Ausgang L-Potential annimmt und umgekehrt. Bei einem H-Eingangssignal wird der untere N-Kanal-FET leitend und der obere P-Kanal-FET sperrt, so daß am Ausgang ein L-Signal auftritt. Liegt am Eingang ein L-Signal, so wird der obere P-Kanal-FET leitend und der untere N-Kanal-FET sperrt. Folglich tritt am Ausgang ein H-Signal auf. Die beiden Eingangsdioden mit dem Widerstand R schützen den C-MOS-IC gegen Überspannungen. Der CD 4049 A enthält sechs solche Schalteinheiten in einem Dual-in-line-Plastikgehäuse.

Der CD 4050 AE enthält dagegen sechs identische, *nichtinvertierende* Schalteinheiten nach *Abb. 37b*. Dazu ist eine weitere C-MOS-Stufe erforderlich. Wenn ein H-Signal am Eingang E der Schalteinheit anliegt, so leitet der untere N-Kanal-FET 1 und der obere P-Kanal-FET ist gesperrt. Am gemeinsamen Ausgang A 1 tritt dann ein L-Potential auf. Demzufolge leitet der obere P-Kanal-FET 3 und der untere N-Kanal-FET 4 ist gesperrt.

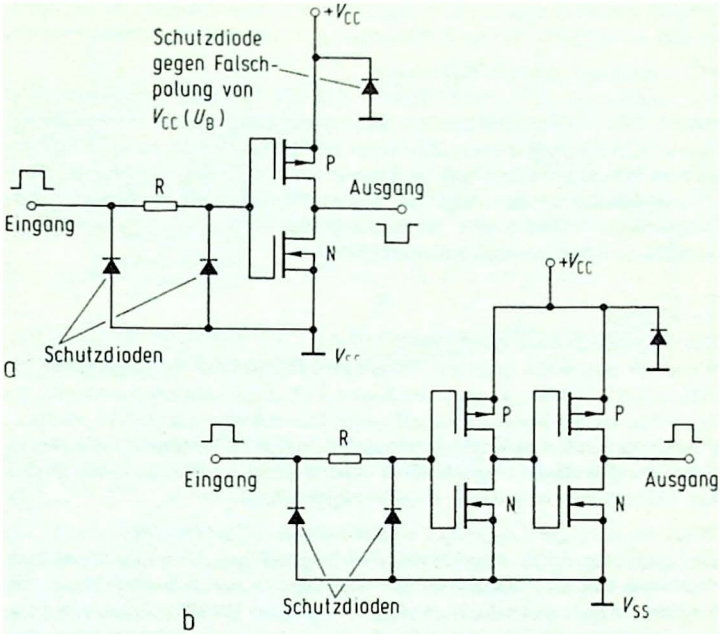


Abb. 37a) Innenschaltung eines C-MOS-Inverters aus dem 6-fach Inverter CD 4049 v. RCA; b) Innenschaltung eines nichtinvertierenden Buffers aus dem 6-fach Buffer CD 4050 von RCA

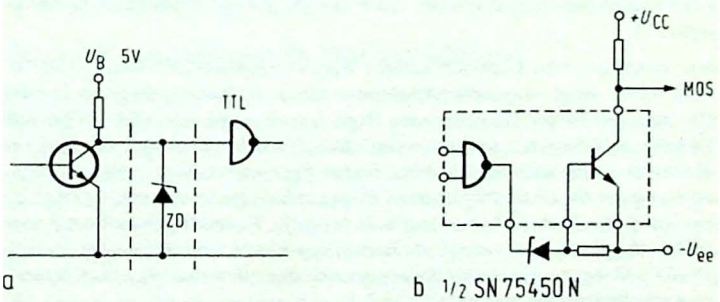


Abb. 38a) Pegelumsetzung mit Zenerdiode von „hoch auf nieder"; b) Pegelumsetzung mit Zenerdiode von „niedrig auf hoch"

Folglich tritt am Ausgang ein H-Signal auf, wenn am Eingang ein H-Signal anliegt. Gleichfalls führt ein L-Eingangssignal zu einem L-Ausgangssignal.

Der Logikpegel, genauer betrachtet
Der Logikpegel, d. h., im konkreten Fall die Eingangsschwellspannung einer Logik, ist die erforderliche Eingangsspannung, welche notwendig ist, damit im Ausgangslastkreis überhaupt ein Strom fließen kann. Andererseits kann bei Ansteuerung eines Transistors bzw. Logik-Gatters der Baustein überlastet werden. Wird der Strom überschritten, so geht der ausgangsseitige, stromleitende Betriebszustand in den entgegengesetzten, stromlosen Schaltzustand schlagartig über.

Ein Beispiel:
Eine einfache Lösung (Abb. 38a)
Wenn wir nun einen höheren Ausgangspegel, welche die Logikfamilie 1 liefert, z. B. 12 Volt, in einen niedrigen TTL-Pegel umsetzen müssen, so kann dies im einfachsten Fall mit einer Zenerdiode von 3,9 V erfolgen, welche die beiden H-Pegel aufeinander anpaßt. Meistens haben die L-Pegel von Transistor-Logikfamilien nahezu gleiche Werte (0,5 V), so daß hier keine Anpassung des L-Pegels erfolgen muß.

Wenn ein niedriger Logikpegel erhöht werden soll (Abb. 38b)
Der umgekehrte Fall, nämlich einen niedrigen Pegel einer Logikfamilie in einen höheren umzusetzen, kann beispielsweise durch Verwendung von Logikbausteinen mit offenem Kollektor erfolgen, die über einen externen Arbeitswiderstand mit einer höheren Speisespannung betrieben werden, wobei die maximal zulässige Verlustleistung einzuhalten ist. Der offene Kollektor ermöglicht in diesem Beispiel den problemlosen Übergang auf die Speisespannung von anderen Logiksystemen. Die Ausgangsbelastbarkeit hängt in diesem Fall von der Art und Zahl der zu treibenden Logikbausteine ab.

Innenschaltung von Logikkonvertern aus der Digitalpraxis (Abb. 39a, b)
Abb. 39b zeigt die Innenschaltung eines SGS-Ates-Pegelumsetzers (H 113), der in der Lage ist, eine *H*igh-*L*evel-*L*ogik mit TTL, DTL und LPDTL miteinander zu verbinden. Die *H*igh-*L*evel-*L*ogik = HLL = Hochvolt-Logik arbeitet mit einer hohen Speisespannung in der Größenordnung von ca. 10,8...20 V, um einen guten Störspannungsabstand sicherzustellen. In diesem Baustein mit 14poligem Keramikgehäuse sind vier solche Pegelumsetzer integriert. Bemerkenswert ist die Umsetzer-Zenerdiode und ein sogenannter Expanderausgang, der den Baustein erweiterungsfähig macht.

Beim Pegelumsetzer H 114 von SGS-Ates, der hinsichtlich der logischen Funktion und der Anschlüsse mit dem H 113 übereinstimmt, wurde da-

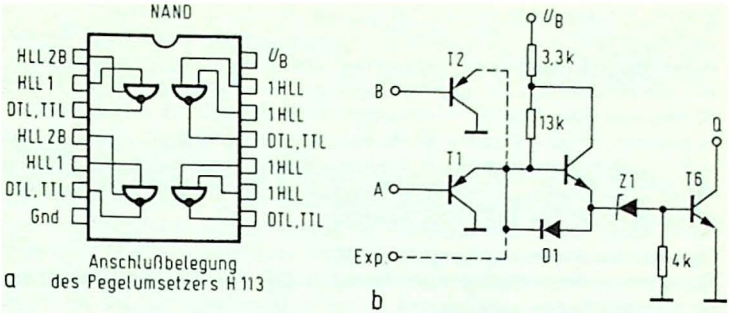


Abb. 39a) Anschlußbelegung des Pegelumsetzers H 113 (SGS-Ates); b) Innenschaltung eines Pegelumsetzers H 113 (SGS-ATES)

gegen die Zenerdiode durch eine Diode ersetzt. Die Schwellenspannung beträgt daher 2 VBE, so daß diese mit der Schwellenspannung der DTL- und TTL-Familien übereinstimmt.

Es gibt schwierige Umsetzungsprobleme...
Schwieriger ist die Umsetzung von positiven Schaltzuständen auf negative. In diesem Fall sind meist zusätzliche Transistoren an den Ein- und Ausgängen der Schnittstelle erforderlich. Bei der Umsetzung von unterschiedlichen Potentialen ist oftmals eine Umsetzung bei galvanischer Trennung der beiden Logiksysteme erforderlich. Hier kann eine Signalübertragung berührungslos, sozusagen auf dem Lichtwege durch Verwendung eines Lichtkopplers als Verbindungsglied zwischen den unterschiedlichen Logiksystemen erfolgen.

2.6 Stromversorgungen für Digitalschaltungen

Getrennte Stromversorgungen = hohe Entkopplung
In der Schaltungspraxis haben sich getrennte Stromversorgungen für Steuerlogik und Schaltteil bei größeren Lastströmen bewährt. Gerade die auf schnelle Impulse ansprechenden Schaltglieder müssen stromversorgungsmäßig vollkommen entkoppelt sein von großen Lastschwankungen des Treiber-Schaltkreises. Durch eine getrennte Stromversorgung von Steuer- und ausführendem, stromziehenden System wird eine gegenseitige Beeinflussung über die Stromversorgung weitgehendst vermieden. Häufig ist eine getrennte Stromversorgung durch unterschiedliche Betriebsspannungen für Steuer- und Leistungsteil notwendig, wobei größtenteils die Stromversorgung für den Treiber-Verbraucherschaltteil unstabilisiert aus-

geführt werden kann. Vorteilhaft ist die Wahl von höheren Betriebsspannungen für die Leistungsstufen, da dadurch kleinere Ströme fließen, die geringere Erdleitungsprobleme verursachen und meistens eine zusätzliche Kostenersparnis bei der Konzipierung von Netzteilen bringen. Zur Stromversorgung kleinerer Leistungsverbraucher wie Leuchtdioden, 7-Segmentanzeigen mit LEDs, Kleinrelais, also Verbraucher, welche direkt von Schaltgliedern angesteuert werden können, kann der Anwender bei vielen Anwendungen auf dasselbe Netzteil mit der einheitlichen Betriebsspannung (z. B. bei TTL) zurückgreifen.

Was muß die Stromversorgung können?
Stromversorgungen für Digitalschaltungen müssen im wesentlichen folgende Voraussetzungen erfüllen:

1. unempfindlich gegen „elektrische Umwelteinflüsse"
2. gute Spannungskonstanz, hohe Ausregelgeschwindigkeit
3. geringe Restwelligkeit
4. eingebauter Schutz gegen Überlastung und Kurzschluß
5. temperaturunempfindliches Verhalten.

Immun gegen elektrische Einflüsse von innen und außen
Da es sich hier um Verbraucher handelt, die auf Spannungsimpulse sofort reagieren, müssen bei der Konzipierung von Netzteilen für die Digitaltechnik Maßnahmen getroffen werden, daß dem Verbraucher keine Falschbefehle durch netzseitige Spannungsimpulse, sogenannte Spikes, welche beispielsweise in thyristorverseuchten Gegenden der Netzspannungen überlagert sein können, gegeben werden. Die Folge wären konfus arbeitende Rechner und Steuerungssysteme. Für spezielle Fälle werden sogenannte Netzentstörfilter, die aus LC-Glieder bestehen, dem Netzteil vorgeschaltet. Die sekundärseitige Verwendung von billigen HF-Drosseln, die aus ein paar Windungen auf einem Siferritkern oder einer HF-Perle bestehen, schaffen hier oftmals Abhilfe. Auch die von den Schaltgliedern ausgehenden, schnellen Schaltimpulse können über die Versorgungsanschlüsse der einzelnen Schaltelemente mit HF-sicheren Kondensatoren in der Größenordnung von ca. 10 u...0,22 µF abgeblockt werden. sondern auch der Gleichspannungsausgang des Netzteiles, trotz Parallelschaltung von Elektrolyt-Glättungskondensatoren, die für solche Impulse keinen Kurzschluß bedeuten. Impulsartige Spannungsschwankungen dürfen sich nicht über die Stromversorgung der einzelnen Logikelemente fortpflanzen und ihre Logikfunktion beeinflussen.

Die richtige Versorgungsspannung muß eingehalten werden
Die Stromversorgung muß eine konstante Spannung unabhängig von eingangs- und ausgangsseitigen Spannungs- und Belastungsschwankungen abgeben. Die Hersteller verschiedener Logikfamilien schreiben genau die

Betriebsspannung und ihre maximal zulässige Abweichung vor, die unbedingt im Interesse der einwandfreien Arbeitsweise eines Logiksystems und zur Vermeidung von schädlichen Überlastungen von Logikelementen einzuhalten ist.

Restwelligkeit – eine Störgröße
Um die Störsicherheit, das heißt im konkreten Fall, den Störabstand von komplexen Logiksystemen nicht durch schädliche Brumm-Einflüsse, die von der Stromversorgung herrühren, herabzusetzen, darf dieser nicht höher als 200 mV_{ss} betragen. Größere Restwelligkeiten, die der Gleichspannung überlagert sind, würden sonst den Störabstand des Systems und damit die richtige Arbeitsweise von Logikschaltungen in Frage stellen. Die Netztrafos sollten streuarm sein, so daß das von ihm ausgehende Wechselmagnetfeld in unmittelbar benachbarten Leitungen keine Störspannungen induziert werden.

Kurzschluß- und überlastungssicher
Und wenn einmal eine verbraucherseitige Überlastung oder ein Kurzschluß eintreten, so darf die Stromversorgung als letztes Glied von der Kettenreaktion nicht so betroffen werden, daß dadurch die gesamte Stabilisierungselektronik gefährdet wird. Darüber hinaus sollte die Stromversorgung automatisch nach Behebung des Fehlers oder Austausch des Logikbausteines wieder funktionsfähig sein, was die Fehlersuche wesentlich erleichtert und in der Digital-Experimentierpraxis sehr vorteilhaft ist.

Temperaturunabhängiges Verhalten
Das Netzteil mit Stabilisierung muß auch bei extremen Temperaturbedingungen einwandfrei arbeiten und eine konkrete Spannung liefern. Häufig werden zulässige Arbeitstemperaturbereiche von –35...+85 °C und teilweise sogar –55...+125 °C verlangt.

Netzteile für die Digitaltechnik
Die Netzteilbausteine können sowohl diskret unter Verwendung von Einzeltransistoren zur Realisierung der Stabilisierungselektronik wie auch mit integrierten Spannungsreglern je nach Wirtschaftlichkeit und elektrischen Erfordernissen wie Spannungs- und Strombedarf aufgebaut werden.

Die Schaltung nach *Abb. 40a* zeigt ein einfaches Netzteil für die digitale Experimentierpraxis, aufgebaut mit Einzelhalbleiter. Der Längstransistor wurde überdimensioniert, damit im Kurzschlußfall keine Halbleiter zerstört werden und nur die Sicherung ausgewechselt werden muß. Das Netzteil liefert eine ausgangsseitige Gleichspannung von 5 V bei einer maximalen Stromentnahme von 1 A.

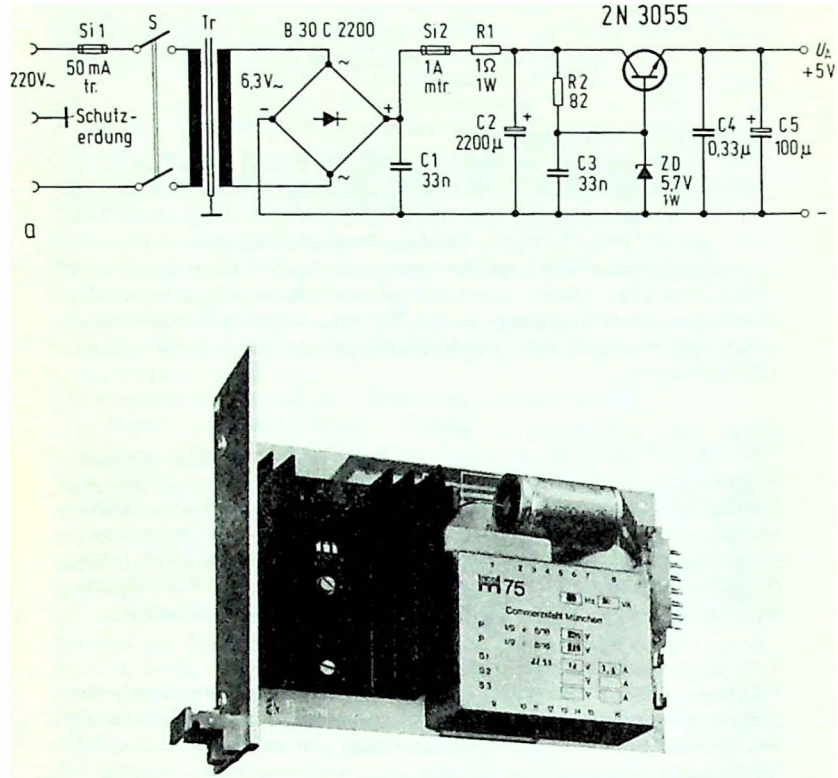
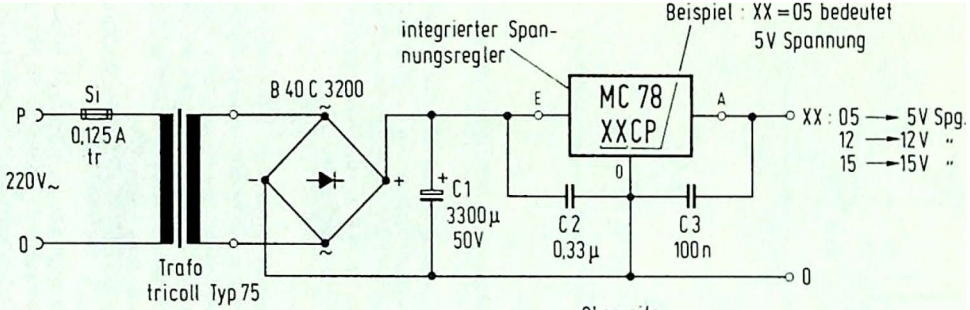


Abb. 40 a) Einfaches Netzteil für die digitale Experimentierpraxis; b) stab. Netzsteckkarte (RIM) mit Schaltung



Sekundärspannung	gewünschte Regelspannung
12 V	5 V
24 V	12 V
24 V	15 V

b

zu Abb. 40 b)

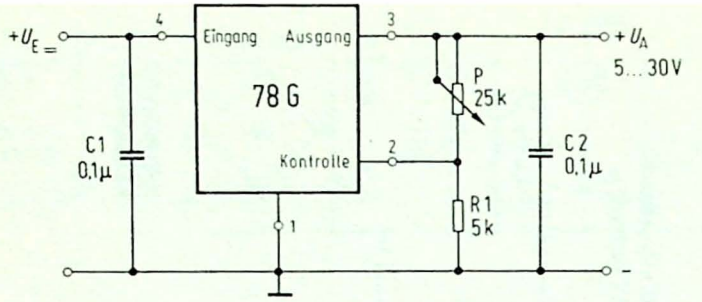


Abb. 40c) Integrierter Spannungsregler mit variabler Ausgangsspannung

Spannungsregler vereinfachen den Aufbau von Netzteilbausteinen für die Digitaltechnik

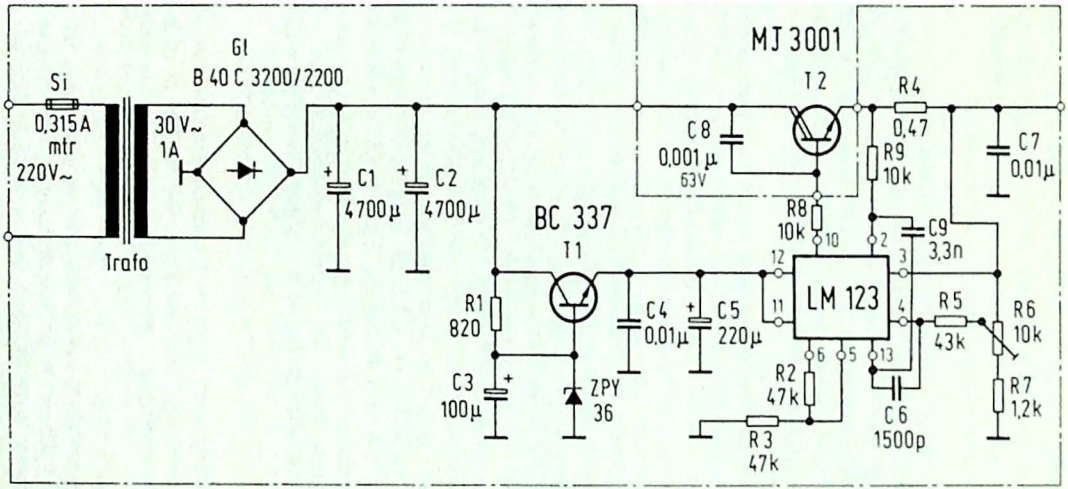
Im Zeitalter der integrierten Halbleitertechnik hat sich das Angebot an integrierten Spannungsreglern für Festspannungen von 5...36 V und Strömen bis ca. 5 A mit negativer und positiver Polarität gegen Masse bezogen, so vergrößert, daß deren Verwendung beim Bau von Netzteilen nicht nur technische, sondern auch wirtschaftliche Vorteile bringt.

Netzsteckkarte mit Festspannungsregler

Die *Abb. 40b* zeigt eine stabilisierte Netzsteckkarte mit Netztransformator in Flachausführung, dessen Aufbau durch Verwendung eines integrierten Spannungsreglers mit thermischem und elektronischem Schutz stark vereinfacht werden konnte. Die Printplatte hat Europasteckkartenformat. Auf diese Art lassen sich je nach verwendetem Festspannungsregler Stromversorgungsteile von 5...24 V/1 A aufbauen (*Abb. 40c*).

Der Innenwiderstand ist mit ≦ 100 mΩ sehr klein und die Welligkeit bei Nennausgangsstrom beträgt nur 0,5 mV.

Diese Spannungsregler sind so ausgelegt, daß die in Hybrid- oder monolithischer Technik integrierten Stabilisierungsschaltungen – meist sogar mit thermischem und elektronischem Überlastungsschutz integriert – in einem Transistorplastik- oder Metallgehäuse (z. B. TO3) untergebracht sind. Diese haben dann nur drei Anschlußbeine (Festspannungsregler), so daß



d

Abb. 40d) Stromversorgungsmodul mit IC-Spannungsregler u. Darlington-Leistungstransistor zur Leistungsaufstockung

zum Aufbau einer Stabilisierungsschaltung kein weiteres externes Bauelement erforderlich ist. Die eingehende Schaltung besteht dann nur noch aus Netztrafo, Gleichrichter, Glättungs- und HF-Schutzkondensatoren und bei Spannungsreglern mit größerer Leistungsabgabe aus einem Kühlelement – soweit nicht das Chassis hierzu verwendet werden kann.

Integrierter Spannungsregler mit einstellbarer Spannung
Einen monolithisch integrierten Spannungsregler mit einstellbarer Ausgangsspannung zeigt Bild 40c. Die Ausgangsspannung kann sowohl für TTL wie auch C-MOS-Experimente eingestellt werden. Beim Entwurf von Stromversorgungen mit Spannungsreglern ist besonders auf Einhaltung der Verlustleistungsgrenzen und wirksame Wärmeabfuhr zu achten.

Powernetzteil mit integriertem Spannungsregler für die Experimentierpraxis
Und wenn die Leistung nicht ausreicht, werden besonders hohe Ströme in der Größenordnung von mehreren Amperes verlangt, so kann der Ausgangsstrom des integrierten Spannungsreglers durch Zuschaltung externer Leistungstransistoren auf einfache Art erhöht werden. Die Schaltung nach *Abb. 40d* (NTM 5 – 30/1 RIM electronic München) zeigt einen Netzteilbaustein mit einem integrierten Spannungsregler und Darlington-Längstransistor. Die Ausgangsspannung ist mit R 6 kontinuierlich von 4,5 bis 30 V veränderbar. Durch die leistungsmäßige Aufstockung darf der maximale Ausgangsstrom im Bereich von 4,5...30 V 1 A betragen. Die Störspannung beträgt nur maximal 1 mV und ist praktisch vernachlässigbar gering. Der Ausgang ist durch die integrierte Strombegrenzung beim Spannungsregler LM 123 (µA 723) kurzschlußfest. Nach Entfernen des verbraucherseitigen Kurzschlusses steht die eingestellte Versorgungsspannung automatisch wieder zur Verfügung. Im Interesse einer hohen Stabilität und zur Vermeidung einer eingangsseitigen Überlastung des integrierten Spannungsreglers durch die Trafo-Leerlaufspannung wurde diese durch die Stabilisierungsschaltung mit T 1 und der Zenerdiode ZPY 36 stabilisiert.

Aufbauhinweise
Oftmals ist der Erfolg einer digitalen Experimentierschaltung durch unsachgemäße Verdrahtung, Printherstellung und Aufbau in Frage gestellt, so daß hier auf die wichtigen Aufbaukriterien hingewiesen werden soll.

Getrennte Netzteile
Zunächst muß hier nochmals auf die Vorteile von getrennten Stromversorgungen (s. Seite 81), die eine hohe Entkopplung zwischen Steuer- und Leistungskreisen bringen, aufmerksam gemacht werden. Das gilt auch bei Verwendung von stabiliserten Netzteilen, die schlagartige Belastungsschwankungen sofort ausregeln. Vorteilhaft ist auch die Wahl einer höhe-

ren Betriebsspannung für Leistungsstufen, da dadurch kleinere Ströme fließen und damit die Störsicherheit hinsichtlich Entkopplung sichergestellt sind. Auch kann dies zu Kostenersparnissen bei der Konzipierung von Netzteilen führen.

Abblocken

Die Stromversorgung der ICs muß mit einem induktionsarmen HF-Kondensator von ca. 10 n...0,22 µF abgeblockt werden. Hierzu eignen sich besonders Keramik- und Tantalkondensatoren. Bei Verwendung von flächenmäßig breiten Erdleitungen bei Prints reicht sehr häufig ein Kondensator für die Stromversorgung von ca. 5...8 ICs aus, wenn diese nur ca. 3...10 mm voneinander entfernt angeschraubt sind. Gegen niederfrequenzseitige Störeinwirkungen, die über Versorgungsleitungen in die Experimentier-Schaltung eindringen können, muß direkt am Stromversorgungsanschluß des Versuchsaufbaus ein Tantalkondensator von ca. 10 µF gegen Masse eingelötet werden.

Erdleitungen

Aufgrund der hohen Schaltgeschwindigkeiten, der kurzen Anstiegs- und Abfallzeiten, verhalten sich die Leitungen und Leiterbahnen wie Induktivitäten, die nicht nur Spannungsabfälle verursachen, sondern Störspannungen verursachen. Da viele solcher Ein- und Ausschaltvorgänge gleichzeitig durchgeführt werden, kann es vorkommen, daß durch falsche Leitungsführung und zu schwach ausgeführte, lange Erdleitungen eine Störspannung durch Überstrom auftritt, die nicht angesprochene Logikbausteine triggern.

Bewährt hat sich die Verwendung von getrennten Erdleitern für jedes IC, so daß keine Verkoppelung von Rückströmen auftreten kann.

Leiterbahnenführungen

Die Entfernungen der einzelnen ICs voneinander sollten möglichst klein sein, da bei geringeren Abständen das Auftreten von Störspannungen vermieden werden kann und die Arbeitsgeschwindigkeit des Systems nicht beeinflußt wird.

Übersprechen

Gleichfalls müssen die Signalleitungen so angeordnet werden, daß nicht Signalleitungen mit hohen Spannungs- und Stromspitzen andere beeinflussen können oder gar eine hohe Koppelinduktivität oder Kapazität bilden.

Koppelkapazitäten machen sich vor allem bei „hochohmigen Logiken" wie bei C-MOS schädlich bemerkbar, wogegen bei der TTL-Logik wegen ihrer „Niederohmigkeit" in beiden Schaltzuständen wohl ein induktives, jedoch aber fast kein kapazitives Übersprechen auftreten kann.

Und schließlich muß beim Aufbau darauf geachtet werden, daß weder statische noch magnetische Felder, die systemfremd, also extern auf den Aufbau einwirken können, die einwandfreie Funktion des Logiksystems beeinflussen dürfen. Das kann durch entsprechende Standortwahl oder zusätzliche Abschirmmaßnahmen vermieden werden.

Leitungen können gegeneinander durch Zwischenfiguren einer Erdleitung oder größeren Leitungsabständen entkoppelt werden. Das paarweise Verdrillen von Leitungen erfüllt ebenfalls diesen Zweck.

2.7 Taktgeneratoren

Bei höheren Ansprüchen an die Genauigkeit der Taktfrequenzen werden TTL-kompatible, quarzsynchronisierte Taktgeneratoren verwendet. Da niederfrequente Quarze im allgemeinen sehr teuer sind, werden bevorzugt Quarze über 100 kHz hierzu benutzt und durch einen nachgeschalteten Teiler auf die gewünschte Frequenz heruntergeteilt.

Die Schaltung nach *Abb. 41a* zeigt einen modern konzipierten Quarz-Taktgenerator für universelle Anwendung für die Digitaltechnik und digitale Experimentierpraxis. Außerdem ist der mit einer Quarzzeitbasis arbeitende und im Europakartenformat aufgebaute Taktgenerator D - TG von der RIM electronic auch als Frequenznormal verwendbar.

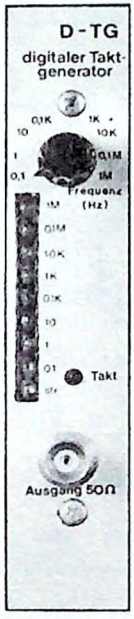
Funktion

Die durch den Quarzgenerator erzeugte Frequenz (1 MHz) ist mit Hilfe des Trimmers C 3 abgleichbar und sie steht einerseits zum Abgriff an den drei Ausgängen zur Verfügung, andererseits wird sie zum IC 1 (Asynchron-Zähler) weitergegeben. Der als Teilerkette (1 : 10) arbeitende Zähler (IC 1...IC 7) liefert die Taktfrequenzen 100 kHz...0,1 Hz, die über NAND-Gatter (IC 10/12) dem Ausgang der für externen Gebrauch gedacht ist, zugeführt werden. Ein zweiter, zum externen Gebrauch vorhandener Ausgang (Ri $\approx$ 50 Ω), wird mit dem Stufenschalter über eine Gatterlogik (IC 8, IC 9, 3/4 IC 11, IC 13) angesteuert und ermöglicht somit die Wahl von Frequenzen von 0,1 Hz...1 MHz in 8 Schritten. Der Eingang „Strobe" dient zur Unterbrechung des 50-Ω-Ausganges. Für systeminternen Gebrauch kann eine gewünschte Frequenz von 0,1 Hz...1 MHz mit Hilfe einer Brücke angewählt und zur weiteren Verarbeitung am Steckerstift 29 abgegriffen werden. Wenn der Taktgenerator intern, z. B. in eine Datenanlage eingesetzt wird, so kann mit Hilfe einer *isolierten* Drahtbrücke die gewünschte Taktfrequenz angewählt werden.

Folgende Brückenanschlußbezeichnungen sind für die bestimmten Taktfrequenzen zuständig:

Brücke	Frequenz	Brücke	Frequenz
A-A	1 MHz	E-E	100 Hz
B-B	100 kHz	F-F	10 Hz
C-C	10 kHz	G-G	1 Hz
D-D	1 kHz	H-H	0,1 Hz

Der Abgriff der gewählten Taktfrequenz muß an dem Kontaktstift 29 der 31poligen Stiftleiste erfolgen. Die mit dem Wahlschalter gewählte Taktfrequenz steht an der BNC-Buchse (Ausgang 50 Ω) zur Verfügung und wird durch eine Lumineszenzdiode angezeigt (1 MHz – 100 kHz – 10 kHz – 1 kHz – 100 Hz – 10 Hz – 1 Hz – 0,1 Hz). An der 9poligen MGF-Leiste liegen alle Taktfrequenzen mit TTL-Pegel. Der unterste Kontakt



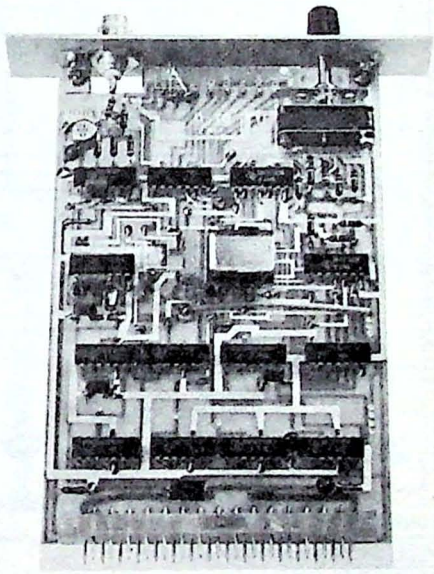


Abb. 41a) Quarz-Taktgenerator, ein unentbehrliches Hilfsmittel für die Digitalpraxis (RIM)

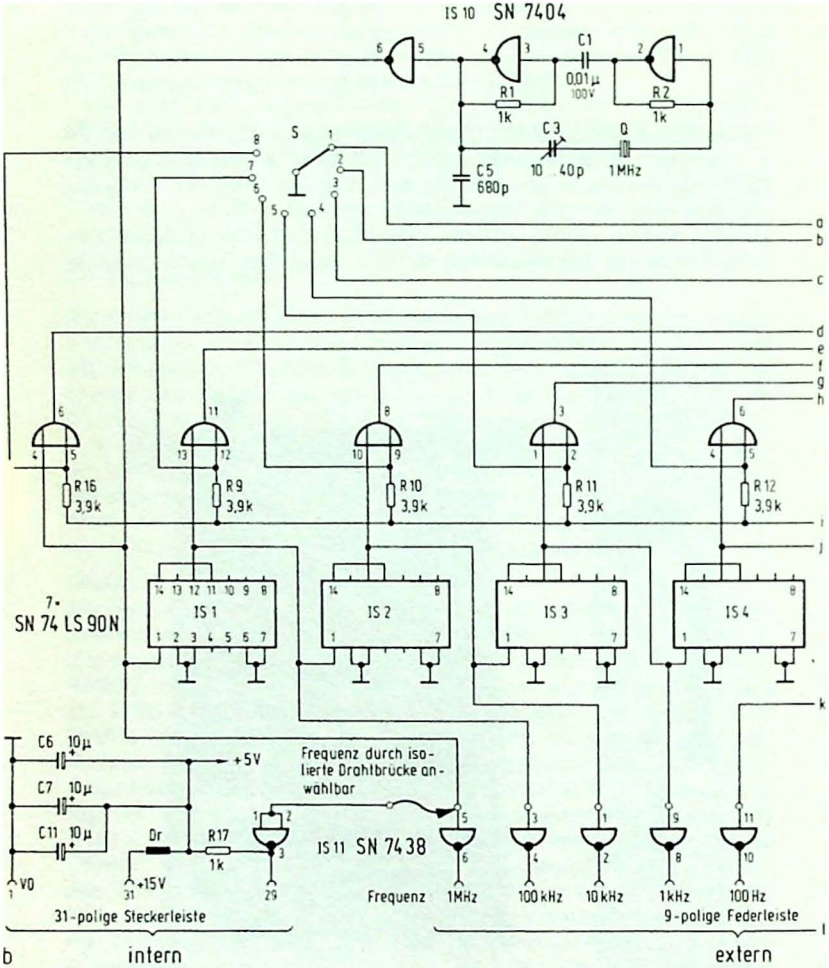
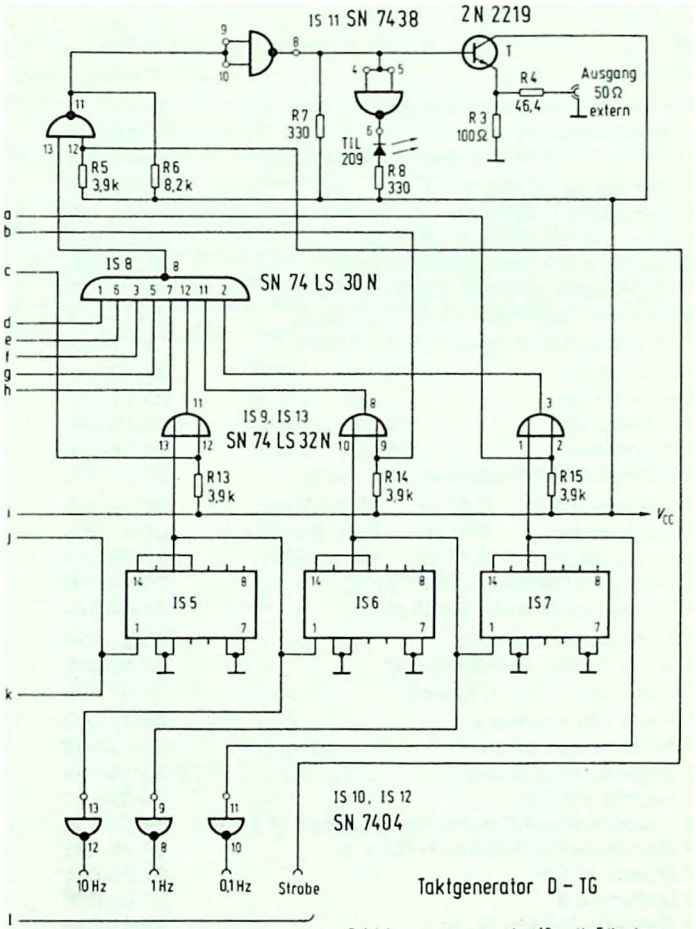


Abb. 41b) Schaltung eines modernen Quarztaktgenerators für universelle Anwendung


IS 11 SN 7438
2N 2219
T
R4
46,4
Ausgang
50 Ω
extern
R3
100 Ω
R7
330
TIL
209
R8
330
R5
3,9k
R6
8,2k
IS 8
SN 74 LS 30 N
IS 9, IS 13
SN 74 LS 32 N
R13
3,9k
R14
3,9k
R15
3,9k
V_{CC}
IS 5
IS 6
IS 7
IS 10, IS 12
SN 7404
10 Hz
1 Hz
0,1 Hz
Strobe
Taktgenerator D – TG
Betriebsspannung: an den ISs mit 5 Kondensatoren à 0,01 µF abgeblockt

zu Abb. 41b)

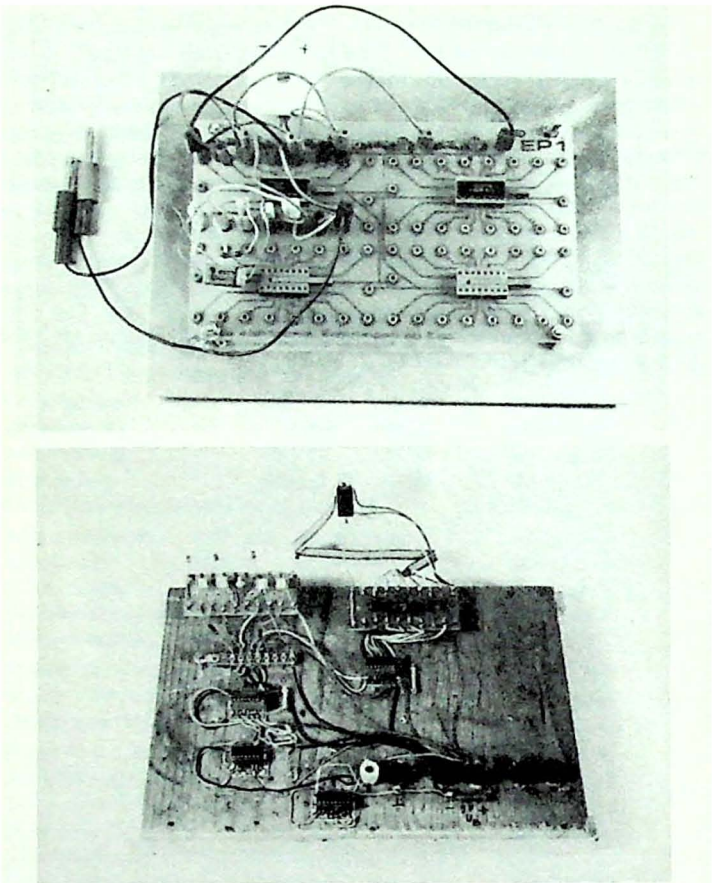
(str.) dient zur Unterbrechung der Taktfrequenz (am Ausgang 50 Ω) beim Anlegen eines TTL-Pegel „L" (0,4 V). Zum Einbau in ein 19"-Einschubgehäuse (bei RIM unter der Bestell-Nr. 35-58-885 erhältlich) ist der blaue Schnappverschluß gedacht, der ein Einrasten des Steckmoduls bewirkt.

Stückliste D - TG	RIM-Bestell-Nr.
1 Frontplatte D-TG mit Montagesatz	03-43-010
1 Leiterplatte D-TG	03-43-011
1 Drehschalter D-TG für gedruckte Schaltung	03-43-012
1 Leuchtdiode TIL 209 A	11-24-749
1 Transistor 2 N 2219	13-74-192
2 Integrierte Schaltungen SN 7404	15-70-106
1 Integrierte Schaltungen SN 7438 N	15-70-124
1 Integrierte Schaltungen SN 74 LS 30 N	15-71-120
2 Integrierte Schaltungen SN 74 LS 32 N	15-71-121
7 Integrierte Schaltungen SN 74 LS 90 N	15-71-227
2 Widerstände 330 Ω 1/8 W	20-15-010
4 Widerstände 1 kΩ 1/8 W	20-15-010
9 Widerstände 3K9 Ω 1/8 W	20-15-010
1 Widerstand 8K2 Ω 1/8 W	20-15-010
1 Metallschichtwiderstand 46 Ω 4 0,4 W	20-28-110
5 Kondensatoren 0,01 µF 63 V keram.	24-12-410
1 Kondensator 680 pF 63 V Styroflex	24-42-268
1 Kondensator 0,01 µF 100 V FKS	24-60-410
3 Tantalkondensatoren 10 µF 35 V	26-45-710
1 Trimmerkondensator 10/40 pF	28-40-025
1 Breitband-Drosselspule	30-32-210
1 Quarz 1 MHz, Sockel HC 6 U	30-40-025
1 Quarzhalter HC 6 U liegend	30-40-102
1 Knopf 330.4 schwarz	35-15-130
1 Abdeckkappe schwarz	35-15-160
1 Zeigerscheibe schwarz	35-15-169
2 Lötstifte mit Öse	35-50-101
2 Linsensenkkopf-Kreuzschlitzschrauben M 3 x 6	35-57-792
2 Zylinderkopf-Schrauben M 2,5 x 5	35-58-032
2 Muttern M 2,5	35-58-071
2 Muttern M 3	35-58-072
1 Stiftleiste 31polig, SL 31	35-58-880
1 Federleiste 9polig für gedr. Schaltung	36-50-071
1 BNC-Buchse	36-63-050
50 cm isolierter Schaltdraht 0,8 mm	38-04-410
2 m Lötzinn 1 mm (100gr.-Spule)	44-45-215

2.8 Experimentierplatten

Ein praktisches Hilfsmittel für digitale Versuche sind Experimentierplatten mit IC-Testfassungen, Steckbuchsen, dazu passenden Steckern und verschiedenfarbigen Meßleitungen unterschiedlicher Länge. Diese sind meist unbegrenzt erweiterungsfähig und kombinierbar. Die meisten Experimentiersysteme haben Platten aus Epoxyd-Glashartgewebe und hochwertiges Kontaktmaterial. Vorteilhaft sind Testfassungen mit Entnahmekeil zur einfachen Herausnahme eines ICs aus seiner Fassung, wodurch ein Verbiegen der IC-Anschlüsse vermieden wird. Die Stecker der Meß- und Verbindungsleitungen sind häufig mit Axialbuchsen ausgestattet, so daß fast beliebig viele Stecker aufeinandergesteckt werden können. Darüber hinaus gibt es hierzu ein reichhaltiges Zubehör, wie Klemmstecker zur Befestigung diskreter Bauelemente, Reduzierstecker von 4 mm auf 2 mm. Das Foto zeigt den experimentellen Aufbau eines astabilen Multivibrators mit Hilfe einer Experimentierplatte (eke).

Abbildungen zu 2.8 siehe nächste Seite:



So oder so funktioniert es, wenn die praktischen Ratschläge berücksichtigt werden:

1. *Versuchsaufbau* eines astabilen Multivibrators mit einem digitalen Schaltglied mit Hilfe einer Experimentierplatte für ICs. Digitale Experimente lassen sich damit schnell aufbauen.

2. *Versuchs-Brettschaltung eines Frequenzteilers* mit Zähler, Decoder und Siebensegmentanzeige

3 Einfache Schaltbeispiele

3.1 Digitale Schalter

Die *Abb. 42a...c* zeigen, wie mit Hilfe digitaler UND- und NAND-Schaltglieder Ein- und Ausschalter mit Relais nachgebildet werden können, sofern nicht zwischen Steuerkreis (T) und Arbeitskreis (Kontakte EA) eine galvanische Trennung vorhanden sein muß.

Arbeitskontakte
Das Relais zieht dann den Relaisanker an, wenn an T eine positive Erregerspannung anliegt. Die Folge ist, daß die beiden Kontakte E und A miteinander verbunden werden (Schließer). Man spricht hier von einem Relais mit Arbeitskontakten. Ein Signal wird von E nach A übertragen, bei T auf „H".

Ruhekontakte
Beim Relais mit Ruhekontakten wird bei Anliegen einer positiven Erregerspannung am Anschluß T der Relaisspule der Relaisanker ebenfalls angezogen, der seinerseits wiederum die Kontakte E und A unterbricht. Die Übertragung des Signals von E nach A ist unterbrochen (Öffner) bei T auf „H".

Relais mit mehreren Kontakten
Relais können mehrere Kontaktsätze zur gleichzeitigen Steuerung mehrerer Signalkreise (Abb. 42b) haben. Diese sind jedoch wegen der erforderlichen zusätzlichen Leistungen und aus wirtschaftlichen Gründen schwieriger realisierbar.

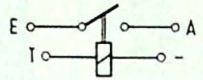
Kontaktlose Relais mit n-Schaltkontakten
Kontaktlos aufgebaute Relaisschaltungen mit n Federkontaktsätzen, d. h. fast beliebig vielen Schaltkontakten sind mit integrierten Digitalschaltungen leicht realisierbar.

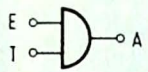
Zu den Abb: Die einfachen Beispiele sind zunächst mit UND-Gliedern und dann mit NAND-Gliedern ausgeführt und zeigen die prinzipiellen Schaltungen.

3.1.1 Berührungssicherer Fühlerschalter

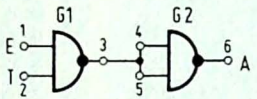
Mit Hilfe von digitalen Schaltgliedern in Verbindung mit Fühlerelementen, die auf die Veränderung physikalischer Größen wie Licht, Temperatur, Magnetismus ansprechen, können elektronische Fühlerschalter aufgebaut werden. Die Verwendung derartiger Schalter zur Überwachung, Kontrolle und für Steuerungszwecke ist in der Praxis sehr wichtig.

Digitaler Schalter
mit Arbeitskontakt





UND-Gatter

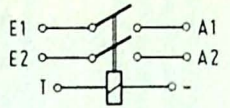


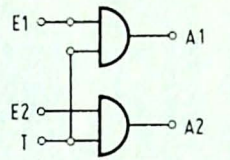
1/2 SN 7400
2 NAND-Gatter

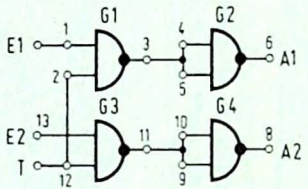
Steuer-eingang T	Signal eingang E	Ausgang A
H	L	L
L	L	L
H	H	H
L	H	L

a

Digitaler Schalter
mit 2 Arbeitskontakte



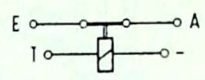


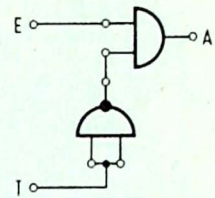


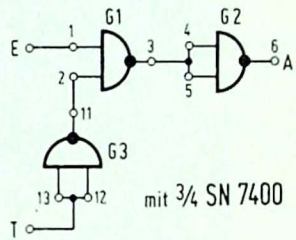
SN 7400
4-fach NAND-Gatter

b

Digitaler Schalter
mit Ruhekontakt







c

Abb. 42a) Digitaler Schalter mit Arbeitskontakt; b) Digitaler Schalter mit 2 Arbeitskontakten; c) Digitaler Schalter mit Ruhekontakt

Ein Beispiel hierfür sind die lichtempfindlichen Schalter – auch als Lichtrelais bekannt. Diese lichtempfindlichen Schalter kennen nur zwei Zustände, nämlich hell und dunkel. Je nach Anwendung als Hell- oder Dunkelrelais oder als Lichtschrankenempfänger müssen diese bei Wechsel des Beleuchtungszustandes einen Verbraucher ein- oder ausschalten. Bei der Verwendung als Hellrelais führt die den Verbraucher steuernde Schaltstufe Strom, wenn Licht auf den Lichtfühler fällt.

Abb. 43 zeigt eine mit 3-NAND-Gattern, die als Inverter geschaltet sind, aufgebaute Schmitt-Trigger-Schaltstufe.

Funktion

H-Potential am Gattereingang E:

Wenn kein Licht auf den lichtempfindlichen Fotowiderstand FR fällt, liegt am Eingang des Gatters G 1 ein H-Potential, welches in der Größenordnung der Plus-Versorgungsspannung über die Widerstände R 1 und P am Eingang E anliegt. Folglich tritt am Gatterausgang G 3 ein L-Potential auf, LED 2 leuchtet auf, während LED 1 stromlos ist (A 2 = H-Potential). Die verschiedenen Schaltzustände der einzelnen Gatter zeigt die Wahrheitstabelle.

U_E	A 1	A 2	A 3	LED1	LED2
L	H	L	H	brennt	erloschen
H	L	H	L	erloschen	brennt

L-Potential Gattereingang E:

Der Fotofühler wird beleuchtet, so daß der lichtempfindliche Widerstand seinen Widerstandswert von „hochohmig" auf „niederohmig" ändert. Die Folge ist, daß die Mittenspannung U_M des Spannungsteilers (= Eingangspotential) auf Mitte bezogen von H auf L zusammenbricht. Der Gattereingang E erhält L-Potential. Folglich verändern sich schlagartig die Ausgangszustände sämtlicher Gatter und LED 1 leuchtet auf, während LED 2 erlischt.

Die Schaltung hat den Vorteil, daß für jeden der durch den Lichtfühler ausgelösten Schaltzustand ein „Strom vorhanden" oder „nicht vorhanden" zugeordnet werden kann. Der Ausgangszustand kann nach dem Verbraucherzweck gewählt werden (Ausgang A 2 oder A 3). Für denselben Schaltzustand stehen daher je nach Bedarf ein H- oder L-Potential zur Verfügung. Mit dem Potentiometer (4,7 kΩ) wird die Ansprechempfindlichkeit des Lichtschalters eingestellt.

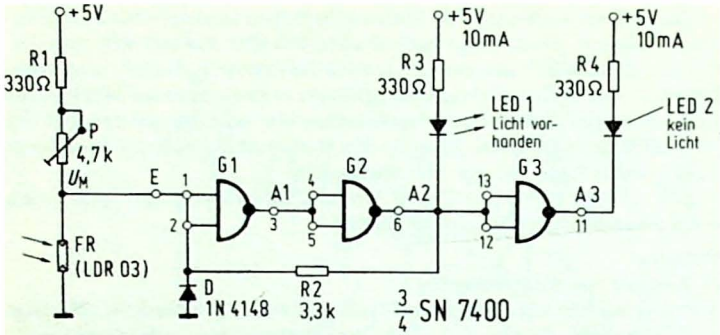


Abb. 43 Lichtrelais mit digitalen Schaltgliedern

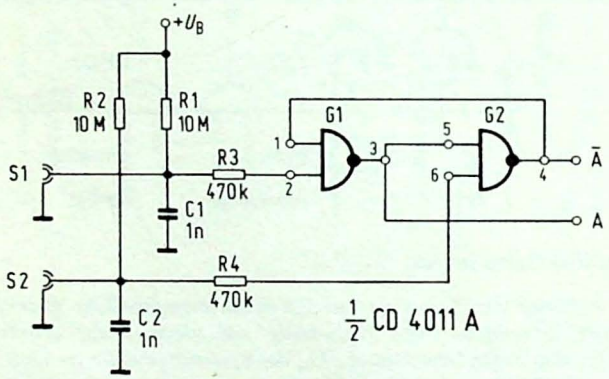


Abb. 44 Sensorschalter mit C-MOS-Schaltgliedern

3.1.2 Elektronische Raumsicherung

Abb. 45 zeigt eine elektronische Raumsicherung, aufgebaut mit 2 x 4-NAND-Schaltgliedern. Die Schaltung hat zwei Drahtfühler, DF 1 und DF 2, die beispielsweise eine Türe oder ein Fenster absichern. Anstelle der Drahtfühler kann auch jede Art von elektronischen Miniaturkontakten

verwendet werden, die im Ruhezustand geschlossen sind. Im Normalzustand sind beide Kontrollanzeigen für Tür- und Fensterabsicherung erloschen und es ertönt kein Alarmton. Wird ein Drahtfühler unterbrochen, so leuchtet das zuständige Kontroll-Lämpchen, und es ertönt durch den astabilen Multivibrator ein Alarmton. Der Bewacher wird alarmiert und weiß sofort durch die optische Kontrollanzeige, von woher die Gefahr droht.

Schaltung und Funktion

Die Schaltung ist mit 2 x 4-NAND-Schaltgliedern aufgebaut und kann mit zwei integrierten Digitalbausteinen der Type SN 7400 bzw. FLH 101, MIC 7400 aufgebaut werden.

Mit G 1...G 3 ist eine OR-Verknüpfung mittels 3-NAND-Gliedern realisiert. Die Inverter G 4 und G 5 werden als Treiber für die Leuchtdiodenanzeige LED 1 (DF 1) und LED 2 (DF 2) verwendet. Der Alarmton wird mit Hilfe eines astabilen Multivibrators mit den NAND-Gattern G 6 und G 7 erzeugt. G 8 invertiert das vom Multivibrator gelieferte Ausgangssignal und wird als Entkopplungsstufe verwendet. Dieser schwingt nur dann, wenn am Gattereingang Stift 12 H-Potential anliegt. Im Ruhezustand liegt an Stift 5 L-Potential, bedingt durch die OR-Steuerungslogik.

Dieses einfache Beispiel zeigt bereits, wie man mit Grundgattern derselben Ausführung auf wirtschaftliche Art digitale Systeme aufbauen kann.
Ruhestand E 1 und E 2 = L-Potential
Alarmzustand E 1 oder E 2 oder beide = H-Potential

1	E 2	G 1	G 2	G 3	G 4	G 5	LED 1	LED 2
L	L	H	H	L	H	H	erloschen	erloschen
L	H	H	L	H	L	H	erloschen	brennt
H	L	L	H	H	H	L	brennt	erloschen
H	H	L	L	H	H	H	brennt	brennt

3.1.3 Ein elektronischer Umschalter

Die Funktion mechanischer Schalter, Kanalwähler bzw. Multiplexer, lassen sich „prellfrei" und verschlußlos durch entsprechende Verknüpfungen digitaler Schaltglieder realisieren.

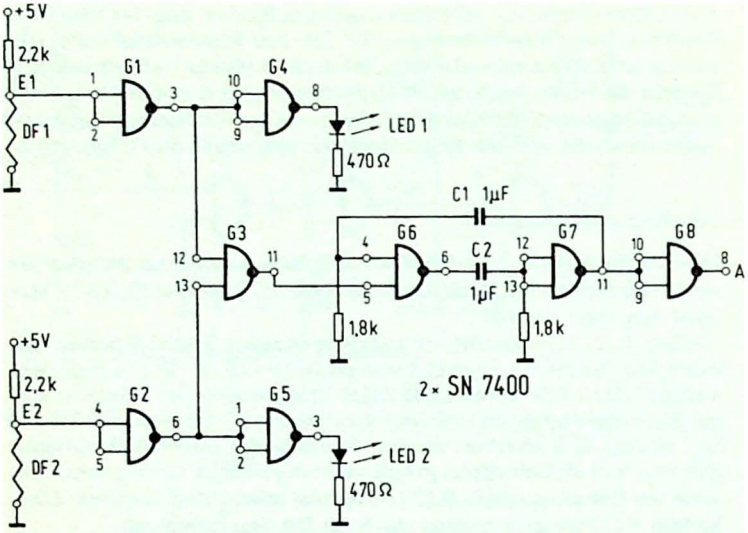
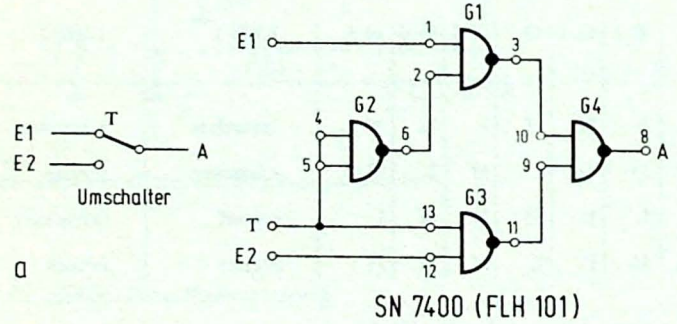
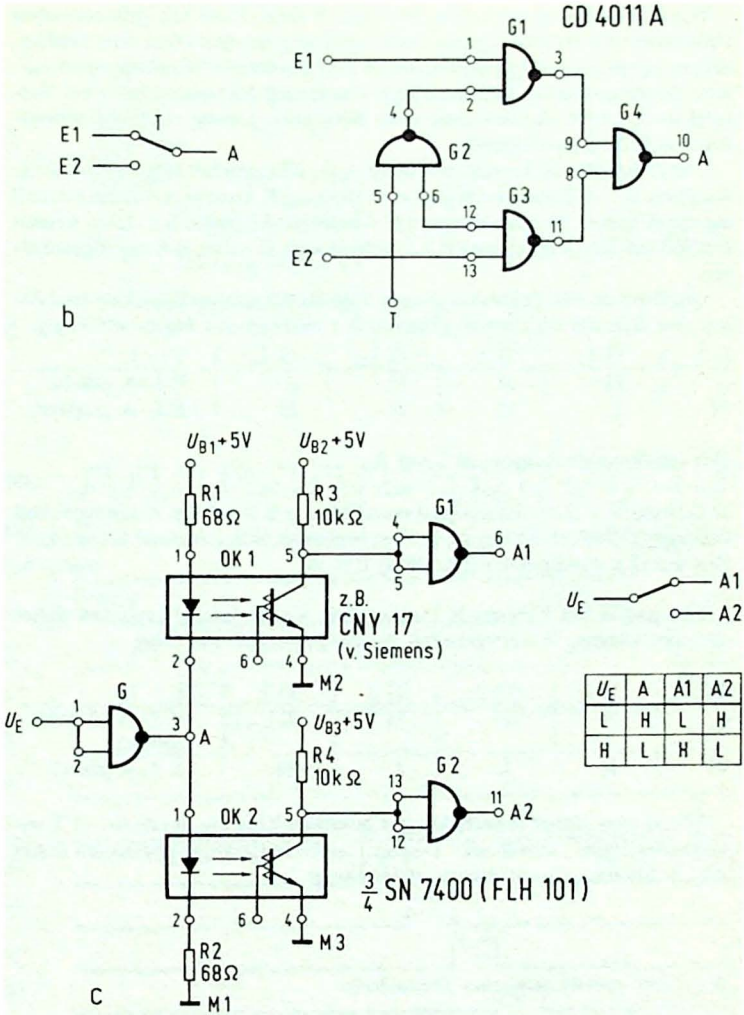


Abb. 45 Elektronische Raumsicherung mit digitalen Schaltgliedern (2 x SN 7400)



a

Abb. 46a) Elektronischer Umschalter mit TTL-Schaltgliedern (7400)



U_E	A	A1	A2
L	H	L	H
H	L	H	L

Abb. 46b) Elektronischer Umschalter mit C-MOS-Schaltgliedern; c) Elektronischer Umschalter mit Optokopplern

Wie die Schaltung nach *Abb. 46a* bzw. *b* zeigt, kann ein elektronischer Umschalter für digitale Signale leicht realisiert werden. Will man analoge Signale schalten, so ist lediglich durch entsprechende Schaltungsmaßnahmen darauf zu achten, daß das Signal verzerrungsfrei geschaltet wird. Beispielsweise durch Ansteuerung oder Nichtansteuerung eines Feldeffekttransistors im Linearbetrieb.

Der elektronische Umschalter nach Abb. 46a arbeitet folgendermaßen: An *Stellung T = L* wird das Signal vom Eingang E 1 auf den Ausgang A voll durchgeschaltet. Das am Eingang E 2 anliegende Signal hat dabei keinen Einfluß auf den Leitungsweg E 1...A. Man sagt, E 1 ist auf A durchgeschaltet.

Die dabei an den Gatterausgängen auftretenden Signalzustände sind daher von dem am wirksamen Eingang E 1 anliegenden Signal abhängig:

E 1	$G\,1_3$	$G\,2_6$	$G\,3_{11}$	$G\,4_8$	T = L
L	H	H	H	L	E 1–A geschl.
H	L	H	H	H	E 2–A gesperrt

Wir schalten den Eingang E 2 auf A

In Stellung T = *H* wird das Signal vom Eingang E 2 auf den Ausgang A voll durchgeschaltet. Der Eingang E 1 hat in diesem Schaltzustand keinen Einfluß auf den durchgeschalteten Weg E 2–A.

Der jeweils am Eingang E 2 anliegende Signalzustand bestimmt daher den am Ausgang A auftretenden Ausgangszustand wie folgt:

E 2	G 1	G 2	G 3	G 4	T = H
L	H	L	H	L	E 1–A gesperrt (offen)
H	H	L	L	H	E 2–A geschl.

Wir können daher jeweils den gewünschten Eingang durch ein an T anliegendes Signal „anwählen". Das an T auftretende Signal bestimmt daher die „Schleifer- oder Stufenschalterstellung".

3.1.4 Ein vollelektronischer Drehschalter

Das an Eingang E anliegende Signal (Information) soll über den Schleifer S des Drehschalters nacheinander auf die Ausgänge (Kanäle) A 1...A 8 geschaltet werden.

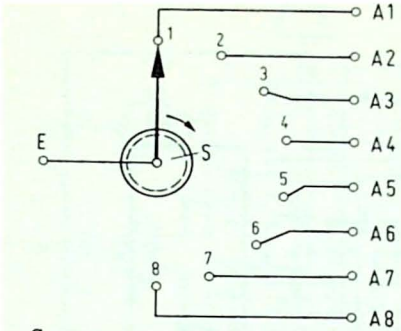
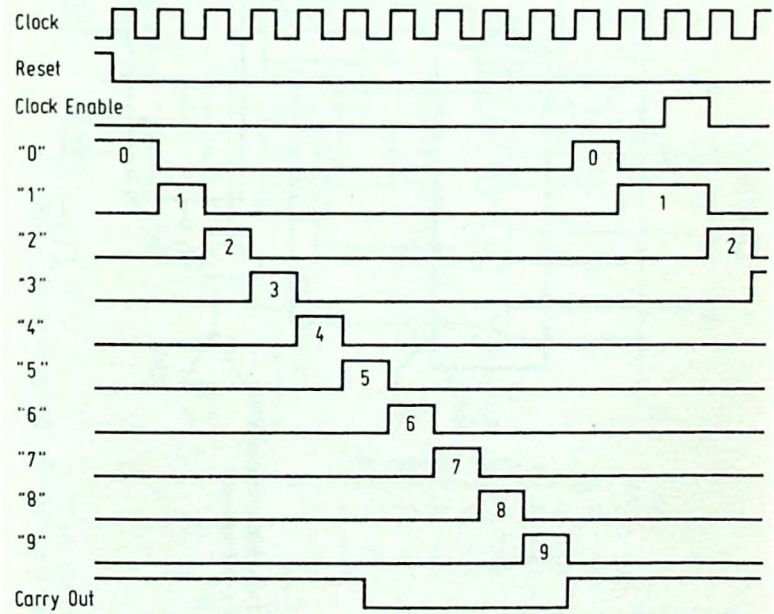


Abb. 47a) Elektromechanischer Drehschalter

a



d

Abb. 47d) Weitergabe des H-Signals bei jedem Schiebetakt

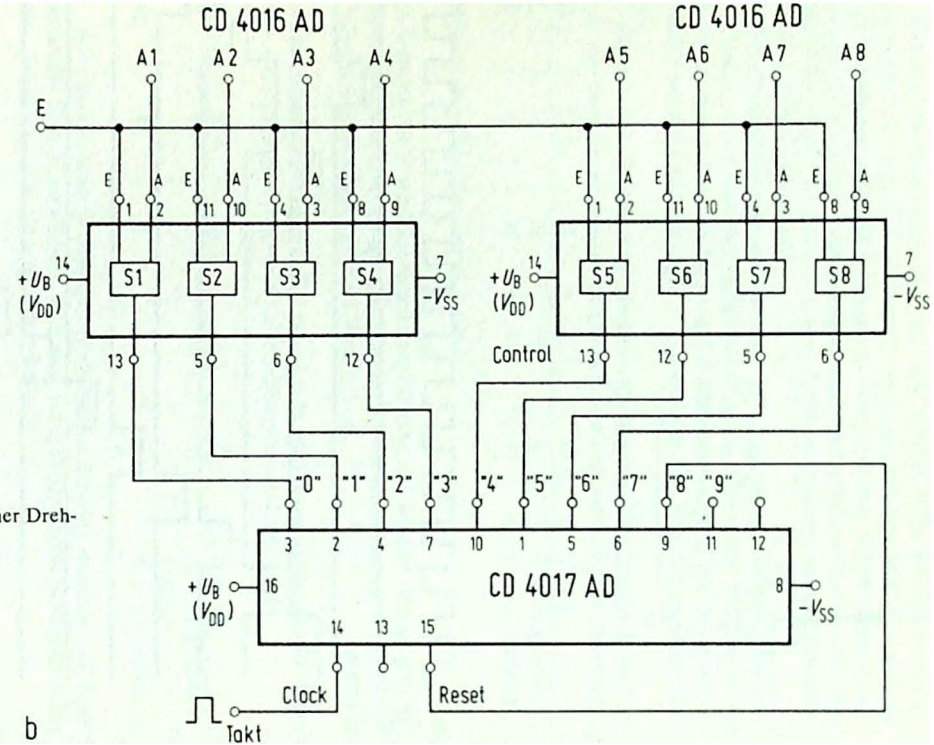
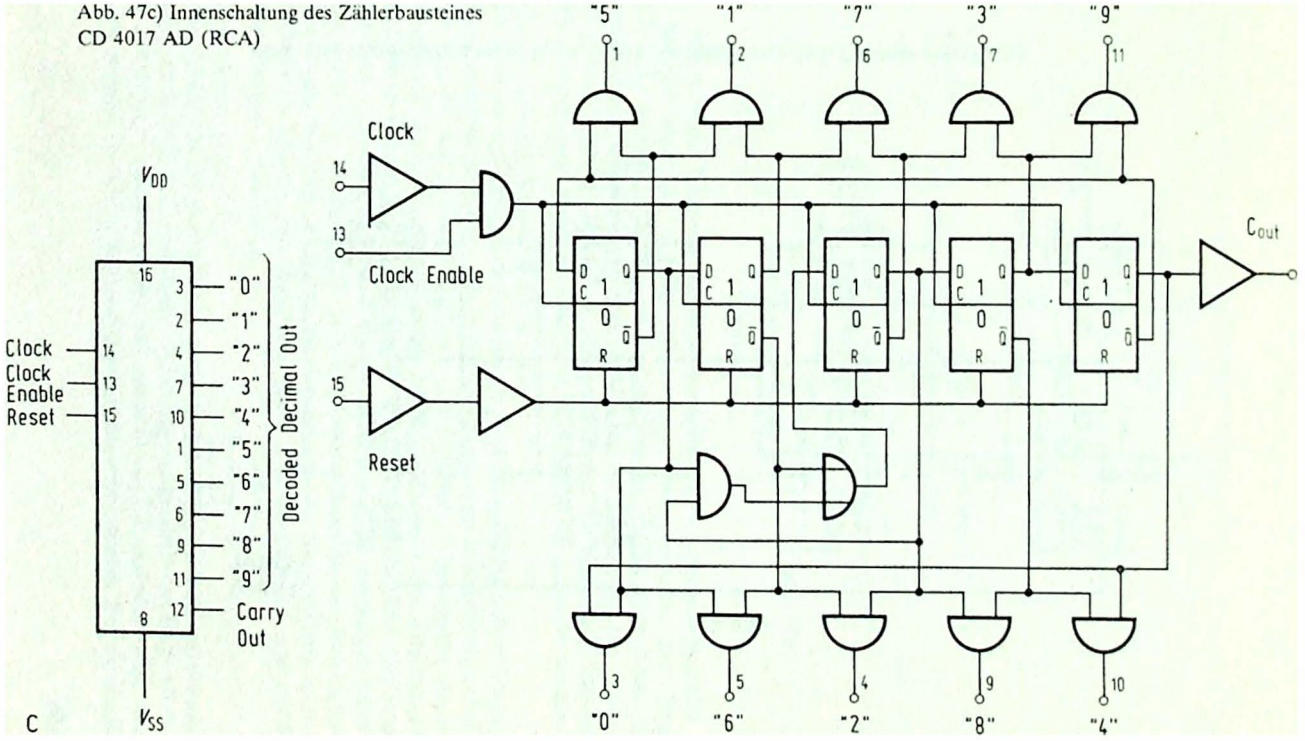


Abb. 47b) Elektronischer Drehschalter mit Steuerteil

Abb. 47c) Innenschaltung des Zählerbausteines CD 4017 AD (RCA)



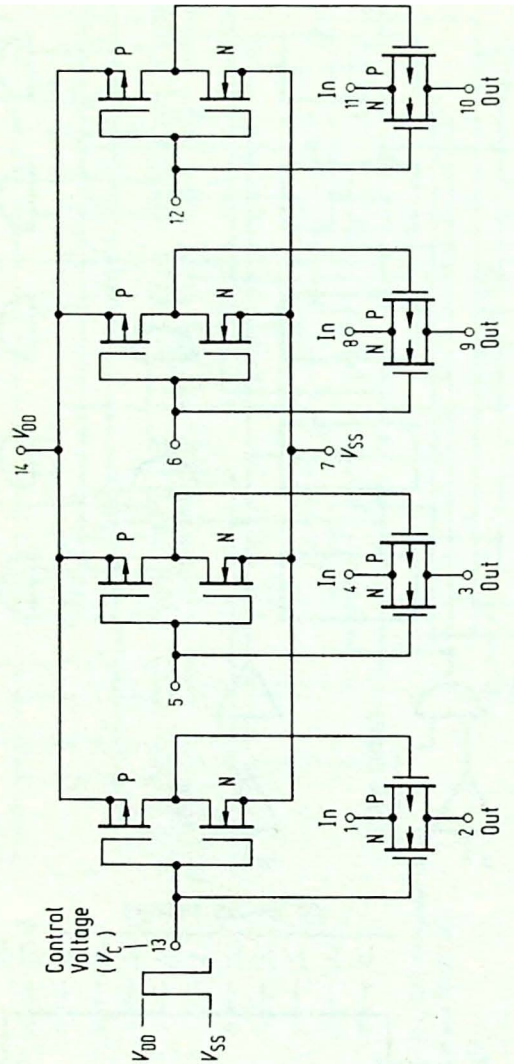
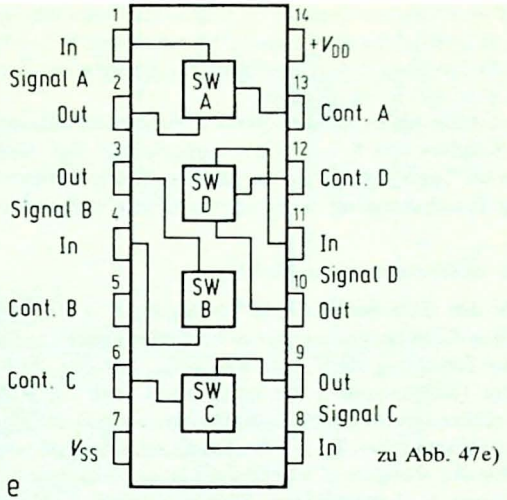


Abb. 47e) Innenschaltung eines 4-fach COS-MOS Bilateralschalters CD 4016 AD (RCA)



Das wird mit Hilfe der Schaltung nach *Abb. 47b* elektronisch gelöst.

Hierzu wird ein C-MOS-Zähler bzw. Frequenzteiler der Type CD 4017 AD (RCA) in Verbindung mit einem C-MOS 4fach-Bilateralschalter der Ausführung CD 4016 AD (RCA) verwendet. Der Zähler kann als Schaltwerk betrachtet werden, während der eigentliche Schalter mit 8 Ausgängen durch die beiden 4fach-Schalter repräsentiert werden.

Das Schaltwerk (Steuerteil) (Abb. 47c)

Der Dekadenzählerbaustein ist intern so geschaltet, daß bei jedem Taktimpuls (clock) die Ausgänge „0"...„9" nacheinander auf H-Potential geschaltet werden, d. h., in Abhängigkeit von der Zahl der Taktimpulse nimmt jeweils nur ein bestimmter Ausgang den Signalzustand H an, während alle anderen Ausgänge L-Potential haben. Das Zeitdiagramm *Abb. 47d* zeigt die Weitergabe des H-Signals. Durch Verbindung des Ausganges Stift 9 („8") mit dem Resetanschluß Stift 15 kann durch Auftreten eines H-Potentials am Ausgang „8" der Zähler wieder in seinen Ausgangszustand zurückgesetzt werden. Zur Steuerung von 8 Schalterstellungen sind nur 8 Steuerimpulse notwendig.

Die Schalter (Abb. 47e)

Als achtfacher Schalter werden zwei 4fach-COS/MOS-Bilateral-Schaltglieder CD 4016 AD verwendet. Jeder Baustein enthält vier COS-MOS-Schalter. Jeder Schalter besteht aus einem n- und p-Kanal MOS-FET, der eine weitere n- und p-Kanal MOS-Kombination steuert. Bei Anliegen

eines H-Potentials am Eingang 13 (controllvoltage) in der Größenordnung von U_{DD} (U_B) wird das am Eingang 1 bei Schalter S 1 anliegende Signal auf den Schalterausgang 2 durchgeschaltet. Lieferant des Steuersignals für die Schalter S 1...S 8 ist der Zähler.

Es wird demnach in Abhängigkeit vom Taktimpuls nacheinander jeweils nur ein Schalter von S 1...S 8 durchgeschaltet. Bei Auftreten eines 9ten Impulses am Takteingang wird der elektronische Drehschalter wieder auf 1 (Eingang E auf Ausgang A durchgeschaltet) verbunden.

3.1.5 Ein elektronisches Lauflicht

Mit Hilfe des COS-MOS-Zählerbausteines CD 4017 AD (RCA) lassen sich Endlos-Schieberegister mit neun Stellen problemlos realisieren.

Wie die Schaltung nach *Abb. 48a* zeigt, besteht die Lauflichtschaltung aus einem Taktgenerator, der dafür sorgt, daß die Ausgänge 1...10 des Zählers nacheinander ein H-Signal haben, so daß die Schaltstufen mit den Darlingtontransistoren T 1...T 9 nacheinander angesteuert werden. Durch Verbinden des Ausganges 11 mit dem Reset-Eingang 15 beginnt mit dem 10ten Impuls das Lauflicht von neuem mit dem Aufleuchten der Leuchtdiode LED 1.

Die Lauflichtgeschwindigkeit, welche die Zeit des Nacheinanderaufleuchtens der LEDs 1...9 bestimmt, hängt von der eingestellten Taktfrequenz des Taktgenerators ab.

Praktische Hinweise

T 1...T 9 =	npn-Darlingtontransistoren oder z. B. BC 238 + BC 338 (diskret aufgebaut)
R 1...R 9 =	4,7 kΩ/0,2 W
R 10...R 18 =	120 Ω/1 W
LED 1...9 =	farbige Leuchtdioden 200 mW

Zum Schalten größerer Lasten (Glühlampen, Relais etc.) sind leistungsfähigere Darlingtontransistoren mit größeren Verlustleistungen, Kollektorströmen und Kollektorspannungen erforderlich (z. B. MJ 1000 v. Motorola, bei dem mit nur einem Steuer-Basisstrom von ca. 700 µA Ströme von ca. 1 A geschaltet werden können) (*Abb. 48b*).

3.2 Kippschaltungen, Impulsformer und Oszillatoren

3.2.1 Multivibrator mit einem RC-Glied

Eine einfache Multivibratorschaltung mit nur einem RC-Glied zeigt *Abb. 49a*. Der Oszillator ist mit 4-NAND-Schaltgliedern aufgebaut. Drei davon sind als Inverter geschaltet. Das vierte NAND-Gatter dient zur Steuerung des Oszillators. Erhält der Gattereingang 2 ein L-Signal, so wird der Oszil-

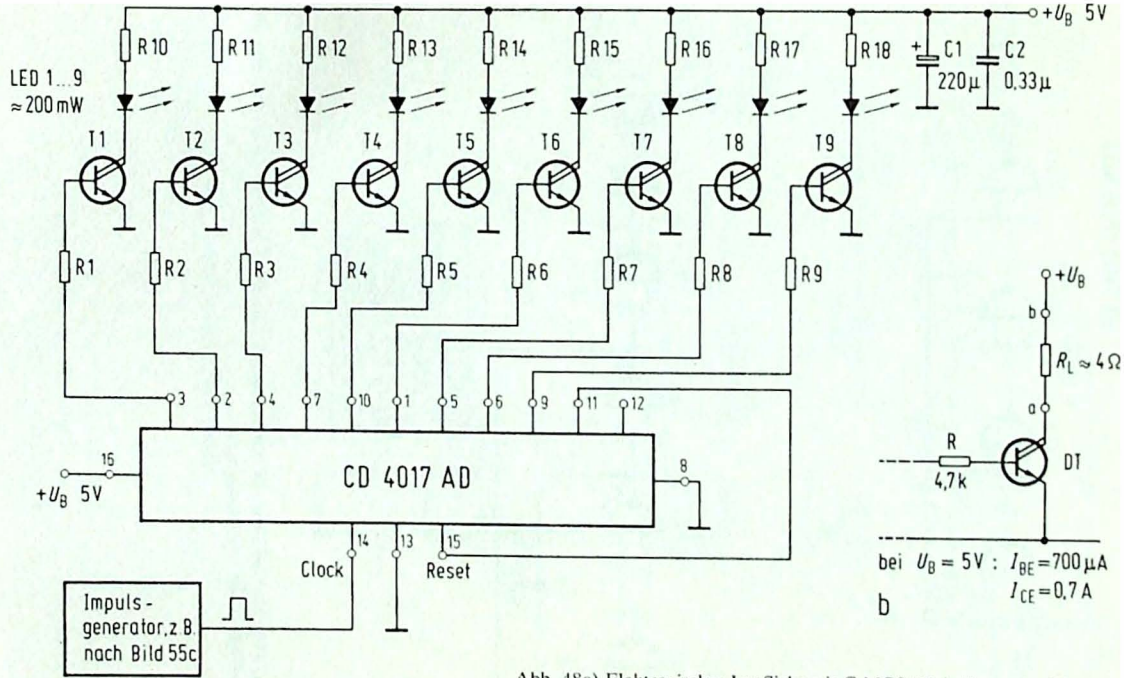
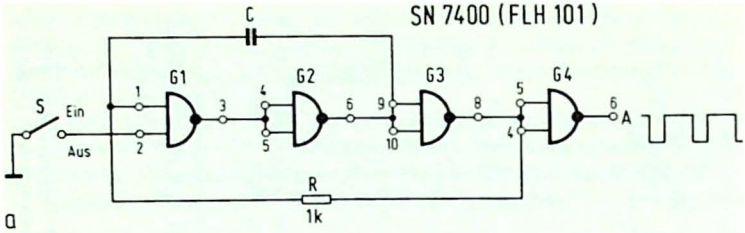
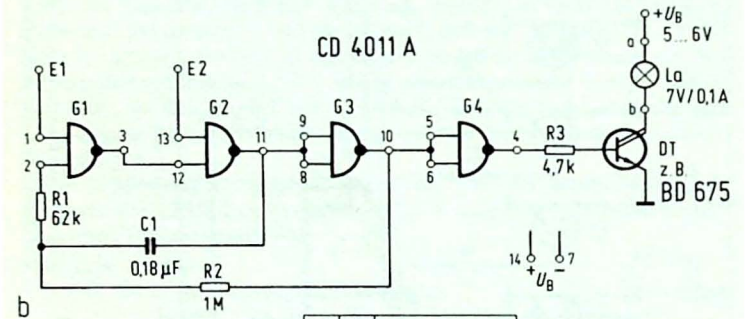


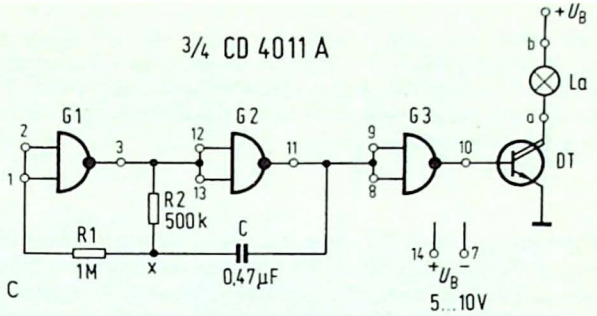
Abb. 48a) Elektronisches Lauflicht mit C-MOS Digitalbaustein CD 4017 AD (RCA); b) Darlington-Schaltstufe zum Schalten größerer Lastströme





E1	E2	La
L	L	brennt
H	L	brennt
L	H	erloschen
H	H	blinkt

Abb. 49a) Multivibrator mit nur einem RC-Glied; b) in C-MOS-Ausführung als Warnblinker mit Steuereingängen



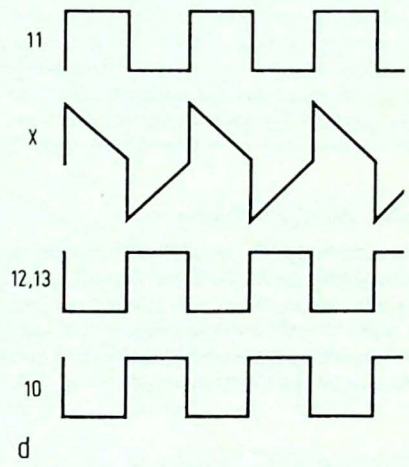


Abb. 49c) Astabiler C-MOS Multivibrator als Blinker
d) Signaldiagramm

lator gestoppt. Solange H-Potential am Eingang 2 anliegt, schwingt der Oszillator. Bleibt das Gatter 2 offen, so verhält er sich so, als ob H-Potential am Eingang anliegen würde. Das Ausgangssignal kann gegenphasig abgenommen werden (8). Die Oszillatorfrequenz hängt von der Dimensionierung der beiden Zeitglieder R und C ab. Es besteht annäherungsweise folgender Zusammenhang:

$$F \approx \frac{0{,}5}{R \cdot C}$$

Der Widerstand sollte im Interesse eindeutiger Schaltverhältnisse einen Wert von ca. 200 Ω...2 kΩ haben. Als Kondensator eignen sich besonders nichtgepolte Kondensatoren von ca. 50 pF...100 µF. Die Frequenzkonstanz dieses einfachen Oszillators wird durch Versorgungsspannungsänderungen, Toleranzen bei TTL-Schaltgliedern (Schwellwerte) wie auch durch Temperaturschwankungen beeinflußt. Das Taktverhältnis ist nicht immer 1:1. Für anspruchslosere Anwendungen reicht häufig diese einfache Schaltung, deren Arbeitsweise auf dem Schmitt-Trigger-Prinzip durch Laden und Entladen des Kondensators über dem Widerstand R beruht.

Die *Abb. 49b* und *c* zeigen Multivibratorschaltungen mit C-MOS-Schaltgliedern, bei denen große Zeitkonstanten erzielt werden.

Die Funktionsweise ist anhand des Diagramms *Abb. 49d* erklärlich.

3.2.2 Symmetrischer, astabiler Multivibrator

Abb. 50a zeigt die Schaltung eines astabilen Multivibrators, realisiert mit zwei NAND-Gattern. Wie der Aufbau- und *Beschaltungsabbildung 50b* zu entnehmen ist, wurden hierzu 2 NAND-Glieder auf dem 4fach-NAND-Gatter-Baustein FLH 101 (SN 7400) verwendet. Für die äußere Beschaltung werden nur zwei Widerstände und zwei Kondensatoren benötigt. Das Rechteck-Ausgangssignal hat ein Taktverhältnis von 1:1.

Funktion

Wir gehen davon aus, daß im Augenblick am Ausgang A 2 ein H-Potential vorhanden ist. Dasselbe Potential wird dann auf den Eingang 2 des NAND-Gatters G 1 übertragen. Folglich hat der Gatterausgang von G 1 (Anschluß 3) L-Potential wie auch der Eingang 4 von G 2.

Der Kondensator C 2 wird nun allmählich über den Widerstand R 2 aufgeladen. Gleichzeitig entlädt sich der aufgeladene Kondensator C 1 über R 1 mit derselben Geschwindigkeit, da R 1 = R 2 und C 1 = C 2 ist (Taktverhältnis 1:1). Der Ausgang von G 1 hat ja L-Potential. Die Spannung am Eingang Anschluß 4 des Gatters G 2 steigt allmählich an. Dagegen wird die Spannung am Eingang 2 des Gatters G 1 mit zunehmender Ladung immer

kleiner, bis diese unter den Schwellwert von G 1 absinkt. In diesem Moment schaltet G 1 und damit auch G 2 schlagartig um. Nun wird C 1 über R 1 aufgeladen, während C 2 über R 2 entladen wird. Dieser Vorgang dauert so lange, bis der Schwellwert von G 2 unterschritten wird. Die jeweiligen Ausgangs-Signalzustände an A 1 und A 2 können durch nachgeschaltete Transistor-Schaltstufen mit LED oder Lämpchen optisch angezeigt werden.

Aufbauhinweise

Die Schaltzeit wird durch das Produkt $\tau = R \cdot C$ bestimmt. Der Wert von C sollte ca. 100 µF nicht überschreiten und R nicht größer als 1 kΩ sein. Dadurch wird ein einwandfreies Funktionieren des astabilen Multivibrators sichergestellt und eine Überlastung der Schaltglieder durch große Lade- und Entladekapazitäten vermieden.

Der Aufbau dieses astabilen Multivibrators kann beispielsweise mit dem 4fach-NAND-Glied SN 7400 von Texas Instruments (FLH 101 Siemens) erfolgen. T 1 und T 2 = BSY 54 (ITT) oder äquivalent.

Der L-Eingangszustand liegt bei = +0,7 V und der H-Eingangszustand bei +2,4 V. Die Leistungsaufnahme pro Gatter beträgt 1 mW.

Der Ausgangs-L-Pegel liegt bei +0,4 V und das Ausgangs-H-Potential beträgt mindestens +2,4 V.

Die Versorgungsspannung ist 5 V ±5 %.

Die Stromaufnahme ist von der gewählten Kippfrequenz abhängig und sollte gegen eventuell auftretende HF-Störimpulse mit einem induktionsarmen Kondensator von ca. 0,022...0,22 µF gegen Masse abgeblockt werden. Die Erdleitungen müssen äußerst niederohmig sein, um Störeinwirkungen zu vermeiden. Werden die TTL-Ausgänge kaum belastet, so sollte zusätzlich ein Lastkondensator von ca. 1 nF verwendet werden.

Soll der astabile Multivibrator als Impulsleistungsgeber (z. B. Blinker) verwendet werden, so können die Ausgänge A und $\overline{A}$ als Steuerausgänge zur Ansteuerung von leistungsstarken Darlington-Schaltstufen nach Abb. 48b benützt werden.

Die Darlington-Schaltstufen können mit höheren Betriebsspannungen betrieben werden, die TTL-Schaltglieder dürfen jedoch nur mit 5 V ±5 % versorgt werden.

3.2.3 Quarzoszillator

Die Schaltung nach *Abb. 51* zeigt einen Impulserzeuger mit einem Quarz. Die beiden NAND-Glieder G 1 und G 2 sind dabei als Inverter geschaltet, wobei der Eingang des Gatters G 1 mit dem Ausgang des Gatters G 2 über den Kondensator C 1 und der Gattereingang G 2 über ein Quarz mit Trimmer mit dem Ausgang von G 1 verbunden ist. Durch diese positive Rück-

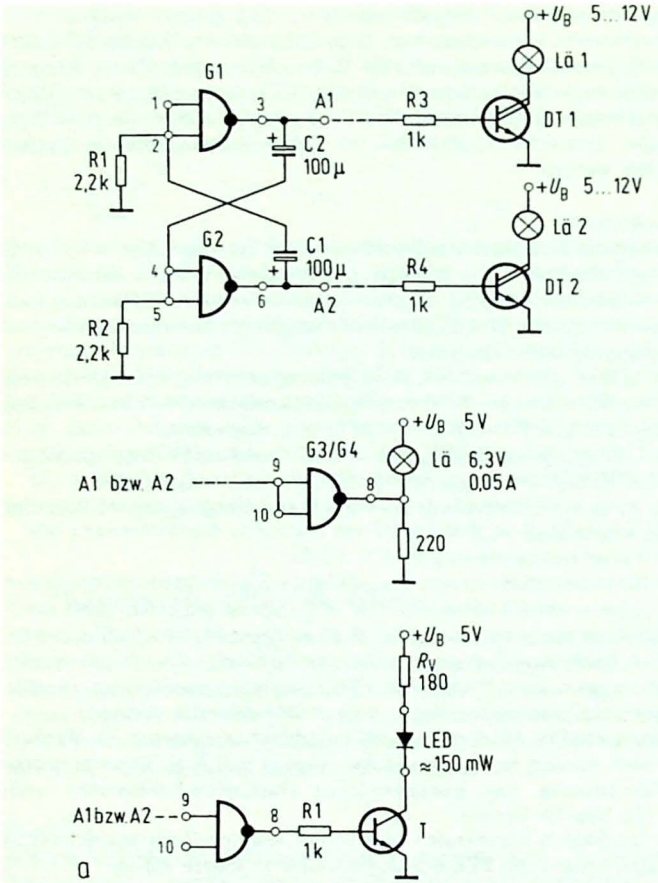


Abb. 50a) Symmetrische, astabile Multivibratorschaltung mit NAND-Gattern als Inverter geschaltet

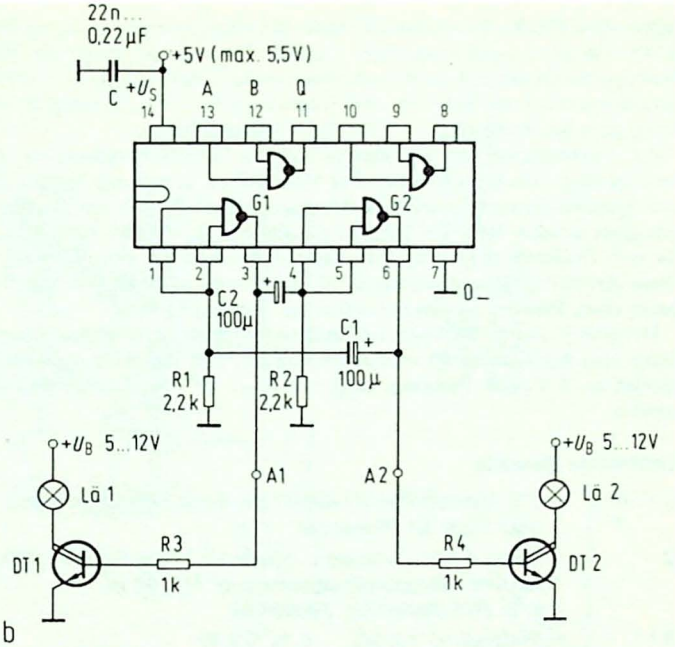


Abb. 50b) Aufbau des Multivibrators. DT1, 2 = Darlingtontransistoren, z. B. BD 675

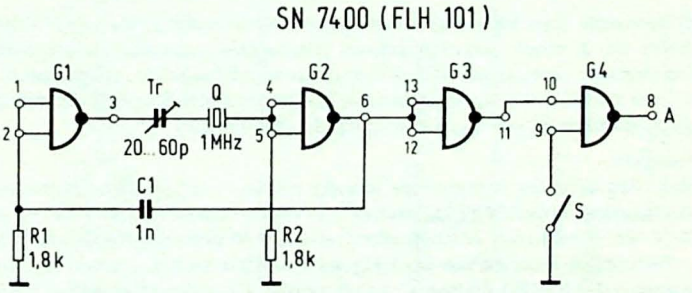


Abb. 51 Quarzoszillator

kopplungen (Mitkopplungen) wird eine Schwingung erzeugt, deren Frequenz von der Eigenfrequenz des Quarzes Q abhängt. Durch die Verwendung des Quarzes als frequenzbestimmendes Glied wird eine hohe Frequenzkonstanz über Stunden und Tage erreicht. Die Frequenzabweichung liegt bei maximal ca. $1 \cdot 10^{-15}$ bei Stundenbetrieb.

Zur Verbesserung der Flankensteilheit der Rechteckschwingung und Entkopplung zwischen Oszillator und Verbraucher dienen die beiden darauffolgenden Gatter G 3 und G 4. Mit dem Schalter S kann der Oszillator getriggert werden. Wird der Schalter geschlossen (L-Potential), so gelangt die vom Oszillator erzeugte Schwingung nicht mehr auf den Ausgang A. Diese Art der Oszillatorsteuerung hat den Vorteil, daß die Oszillatorfrequenz ohne Einschwingvorgang sofort zur Verfügung steht.

Mit dem Trimmer TR kann die Oszillatorfrequenz geringfügig nachgezogen und das Kurvenbild verbessert werden. Die Ausgangsimpulshöhe beträgt ca. 3 V. Der Ausgang kann mit max. 10 TTL-Gattern belastet werden.

Elektrische Bauteile

G 1...G 4	1 TTL-Vierfach-NAND-Gatter SN 7400 (Texas Instrum.) oder FLH 101 (Siemens)
Q	1 Quarz 1 MHz, Toleranz $\pm 0.5 \times 10^{-5}$ mit Sockel HC6U
	1 Keramik-Miniaturscheibentrimmer 10 · 60 p z. B. RIM Bestell-Nr. 28-40-030
R 1	1 Widerstand 1,8 kΩ 5 % 0,2 W
R 2	1 Widerstand 1,8 kΩ 5 % 0,2 W
C 1	1 Styroflexkondensator 1 n/63 V
S	1 Miniaturschalter

3.2.4 Monostabile Kippschaltung mit zwei NAND-Schaltgliedern

Monostabile Kippschaltungen kennen nur einen stabilen Zustand. Wird dieser durch einen externen Impuls aufgehoben, so kippt dieser nach Durchlaufen eines metastabilen Zustandes wieder in seine Ausgangslage, d. h. in seinen stabilen, verharrenden Zustand zurück. Die Zeit der metastabilen Phase ist von der Bemessung der RC-Glieder abhängig.

Funktion

Abb. 52a zeigt die externe Beschaltung zweier NAND-Gatter zu einem einfachen monostabilen Kippbaustein. Es sind hierzu lediglich zwei externe Bauteile, nämlich der Kondensator C und der Widerstand R erforderlich.

Im stabilen Zustand hat der Eingang E H-Potential. Demnach hat der Ausgang des NAND-Gatters G 1 L-Potential. Über den Widerstand R erhält der Gattereingang (Anschluß 4) des zweiten NAND-Gatters G 2 L-

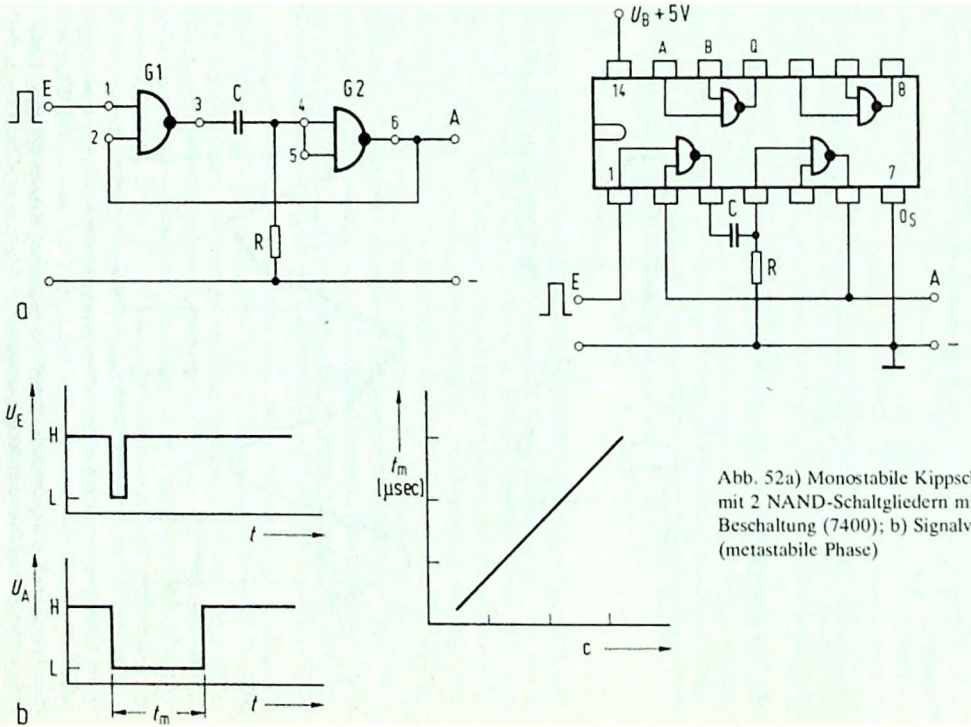


Abb. 52a) Monostabile Kippschaltung mit 2 NAND-Schaltgliedern mit externer Beschaltung (7400); b) Signalverlauf (metastabile Phase)

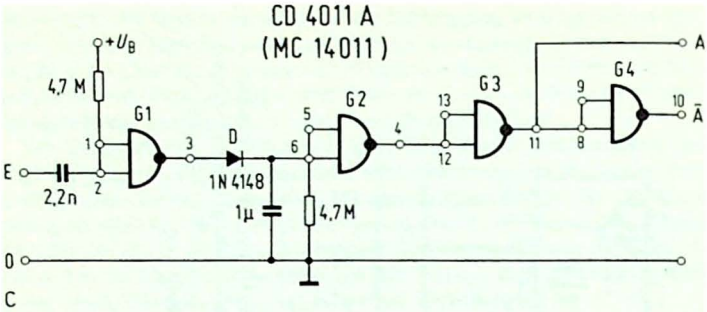


Abb. 52c) Monostabile Schaltung mit C-MOS-Schaltgliedern

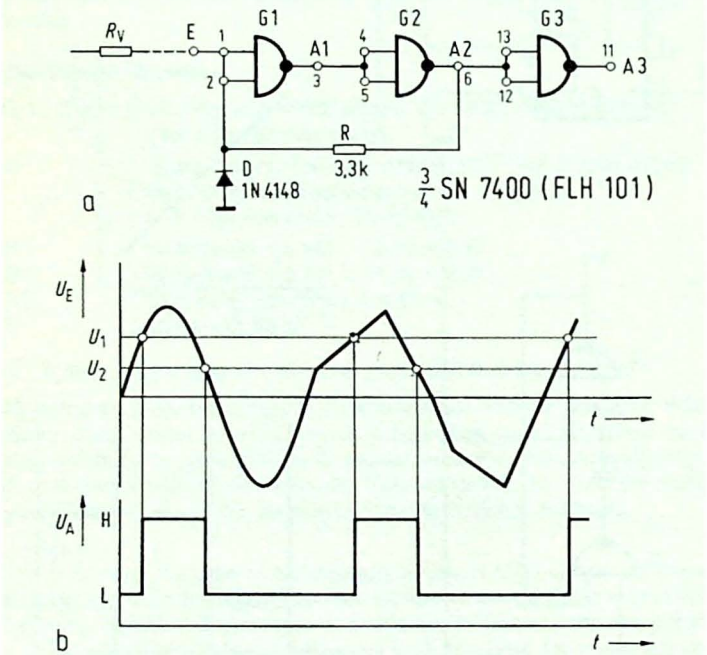


Abb. 53a) Einfacher Impulsformer (Schmitt-Trigger) mit NAND-Schaltgliedern; b) Signalverlauf von Ein- und Ausgangssignal

Potential. Folglich tritt am Gatterausgang G 2 ein H-Potential auf. Dieses wird vom Gatterausgang G 2 auf den Gattereingang (Anschluß 2) von G 1 rückgeführt. An den beiden Eingängen des NAND-Gatters G 1 liegt dann H-Potential. Wenn auf den Eingang nur kurzzeitig ein negativer Impuls gelangt, so nimmt der Gatterausgang schlagartig H-Potential an und der Kondensator C überträgt den Zustand auf den Eingang des zweiten Gatters. Folglich tritt am Gatterausgang G 2 L-Potential auf. Dieser Zustand (metastabile Phase) bleibt so lange durch die Rückführung von G 2 auf E 2 bestehen, bis der Kondensator C über R so weit aufgeladen ist, daß die Schwellspannung vom Eingang 4 von G 2 unterschritten wird (ca. 1,4 V). In diesem Augenblick nimmt der Ausgang des Gatters G 2 (Anschluß 6) schlagartig H-Potential an. Durch die Rückführung wird der Ausgang von G 1 wieder auf Nullpotential geschaltet.

Die Zeitphase des metastabilen = labilen Zustandes hängt von dem Produkt R·C ab. Der Widerstand darf nach Angaben nur ca. 100 Ω...1 kΩ betragen, damit ein einwandfreies Schalten gewährleistet ist. Die Verzögerungszeit muß größer sein als die Impulsdauer des Triggerimpulses, damit am Eingang wieder H-Potential anliegt.

3.2.5 Einfacher Impulsformer

Für die Ansteuerung von digitalen Bausteinen sind steilflankige Rechteckimpulse erforderlich. Nicht rechteckförmige Steuersignale wie Sinus-Wechselspannungen müssen daher in Rechteckimpulse umgeformt werden, um damit digitale Systeme ansteuern zu können. Als Impulsformer für beliebige Signal-Spannungsverläufe oder zur Aufbereitung eines rechteckförmigen Signals mit „verwaschenen Flanken", d. h., zu großer Anstiegszeit, werden Schmitt-Trigger verwendet. Diese gibt es bereits heute in monolithisch integrierter Technik ohne externe Beschaltung und in TTL-kompatibler Ausführung. Abb. 53a zeigt einen einfachen Schmitt-Trigger, realisiert mit zwei NAND-Gattern, die als Inverter geschaltet sind. Das Gatter G 3 dient lediglich zur Entkopplung von Last und Schmitt-Trigger.

Der Schmitt-Trigger kennt nur zwei stabile Zustände, in denen er bei einer Spannung bestimmter Höhe ein- (U 1) bzw. ausschaltet (U 2). Abb. 53b zeigt den Spannungsverlauf des Eingangssignals und den entsprechenden Ausgangs-Schaltzustand des Schmitt-Triggers. Die Hysterese hängt vom Ausgangswiderstand der Steuerquelle und dem Wert des Mitkopplungswiderstands R ab. Die Diode D ist eine Schutzdiode und schützt den Gattereingang G 1 vor negativen Eingangsspannungen. Bei niederohmiger Ansteuerung ist ein Vorwiderstand erforderlich. Die Schaltung ist für einen Frequenzbereich von ca. 1 Hz...100 kHz verwendbar. Zur Vermeidung einer Deformierung des Rechteck-Ausgangssignals wurde ein weiteres Gatter als Entkopplungsglied (Inverter) nachgeschaltet.

Die Ausgangszustände der Gatter G 1...G 3 in Abhängigkeit vom auftretenden Eingangspotential (L = L 1,4 V, H = 1,6 V) zeigt die Wahrheitstabelle.

U_E	A 1	A 2	A 3
L	H	L	H
H	L	H	L

3.2.6 Taktgenerator mit zwei Schmitt-Triggern

Einfache Taktgeneratoren für die Digitalpraxis lassen sich mit zwei Schmitt-Triggern verwirklichen. Der Taktgenerator nach *Abb. 54* S. 125 ist ein astabiler Multivibrator mit monolithisch integrierten Schmitt-Triggern, die in der Digitalschaltung SN 7413 (Texas Instruments) enthalen sind. Nachteilig bei dieser Schaltung ist das feste Tastverhältnis des Ausgangssignals. Die Frequenz kann jedoch im Bereich von ca. 0,1 Hz...10 MHz festgelegt werden. Die Genauigkeit der Ausgangsfrequenz hängt jedoch von den Bauelementeabweichungen ab und kann bis zu ca. ±20 % vom Sollwert betragen.

Wirkungsweise

Das Ausgangssignal wird über den Widerstand R (ca. 300 Ω...30 kΩ) auf den Eingang zurückgeführt. Liegt am Ausgang H-Potential, so wird der Kondensator C so lange aufgeladen, bis die obere Schwellspannung des Schmitt-Triggers erreicht wird. In diesem Augenblick kippt die Schaltung, der Ausgang erhält L-Potential und der Kondensator C kann sich über R bis Erreichen des unteren Schwellwerts des Schmitt-Triggers entladen. Bei Erreichen des unteren Schwellwerts kippt die Schaltung wieder schlagartig in den vorangegangenen Zustand um.

Der nachgeschaltete zweite Schmitt-Trigger dient zur rückwirkungsfreien Trennung des Oszillatorteils von der Last. Dadurch wird eine Impulsverformung vermieden, so daß am Ausgang des zweiten Schmitt-Triggers auch bei niederohmigen Lasten ein einwandfreies TTL-Signal zur Verfügung steht (Impulsformer).

Der Oszillator arbeitet nur bei geöffnetem Schalter S. Anstelle des Schalters S kann der Oszillator auch von einem externen TTL-Signal gesteuert werden. Ein L-Pegel am Gattereingang 10 sperrt also den Oszillator.

Nachfolgende *Tabelle* zeigt einige Zeitgliederwerte und die damit annähernd erreichbaren Taktfrequenzen. Der Widerstand R hat dabei den Festwert 470 Ω.

C =	100	µF	f =	1,7	Hz
C =	10	µF	f =	17	Hz
C =	1	µF	f =	170	Hz
C =	0,1	µF	f =	1700	Hz
C =	0,01	µF	f =	17	kHz

3.2.7 Zeitgeber 555 als Impulsgeber (Abb. 55a)

Mit der monolithisch integrierten Schaltung NE 555, die als „Präzisionstimer" in der Fachpraxis bekannt ist, lassen sich durch wenige externe Bauelemente sowohl exakte Zeitverzögerungen als auch Schwingungen realisieren. Aufgrund seines Betriebsspannungsbereiches von +5...15 V ist dieser „TTL- und DTL-kompatibel". Ein weiterer Vorteil der Innenschaltung des Timers besteht darin, daß die Zeitdauer nur von den externen Bauelementewerten von R.C. abhängig ist und nicht von der Betriebsspannung. Damit kann auch die durch das Produkt R·C bestimmte Zeit durch eine externe Steuerspannung verändert werden. Die „Last" kann ferner zwischen dem Ausgang (Output) und der Betriebsspannung wie auch zwischen dem Ausgang und der Masse angeschlossen werden. Der Ausgangsstrom beträgt maximal 200 mA, so daß auch Relais und sonstige Kleinverbraucher direkt betrieben werden können. Die realisierbare Impulsdauer reicht von 1 us...1 Stunde. Der Timer ist sowohl als monostabile Kippschaltung wie auch als astabiler Multivibrator extern beschaltbar.

Monostabile Kippschaltung

Wie das Blockschaltbild der Innenschaltung des IC zeigt, besteht dieser aus einem Einschaltkomparator, einem Ausschaltkomparator, einem Speicher-Flipflop sowie einer Gegentaktausgangsstufe. Die „Komparatoren" sind nichts anderes als „Spannungsvergleicher", welche die Eingangsspannung mit einer Vergleichsspannung vergleichen. Übersteigt die Eingangsspannung die Vergleichsspannung, so ändert sich sein Ausgangs-Schaltzustand. Ähnlich verhält es sich beim Ausschaltkomparator, dessen Schaltzustand sich mit dem Unterschreiten der Vergleichsspannung ändert.

Bei Auftreten eines entsprechenden Eingangsimpulses wird der Komparator „Ein" durchgeschaltet und das Speicher-Flipflop gesetzt. Das durchgeschaltete Speicher-Flipflop sperrt somit den Transistor T und die Ausgangsstufe.

Nun wird über den Widerstand R_A *(Abb. 55b)* der Kondensator C allmählich bis zu 2/3 U_B aufgeladen. In diesem Moment schaltet der Komparator „Aus" durch, und das Flipflop wird wieder in den Ausgangszustand zurückgesetzt.

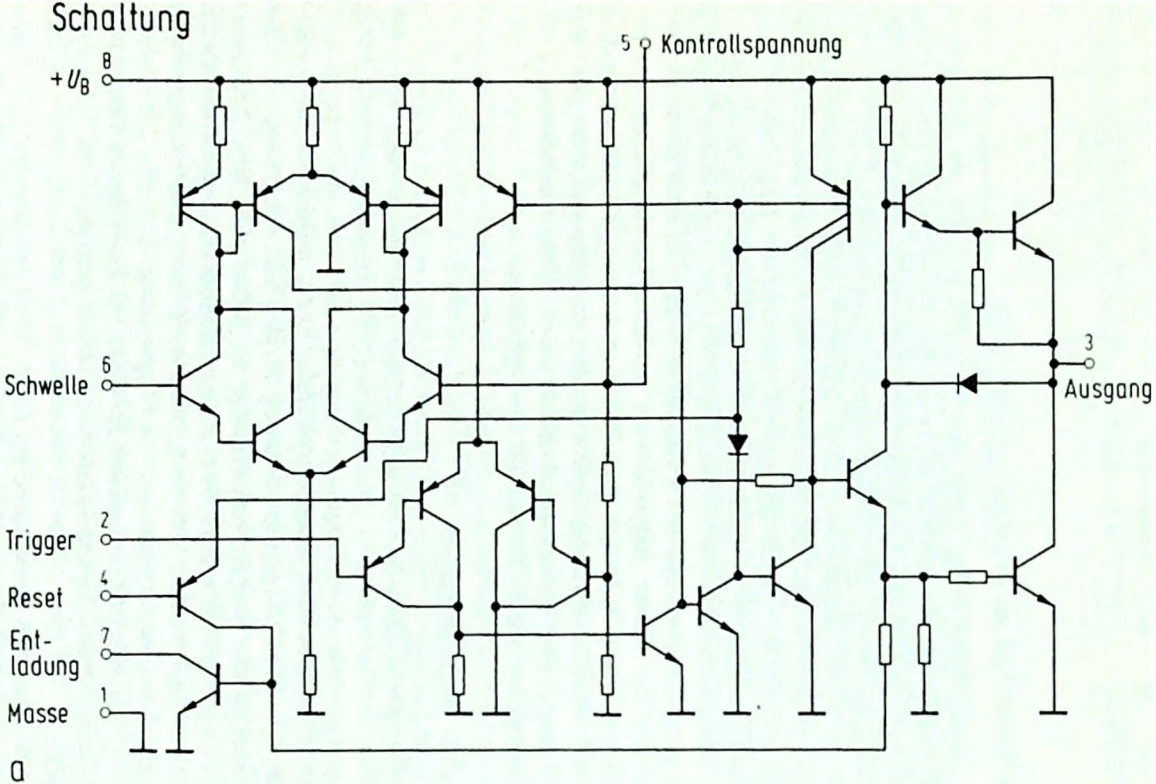


Abb. 55a) Innenschaltung des Impulsgebers NE 555

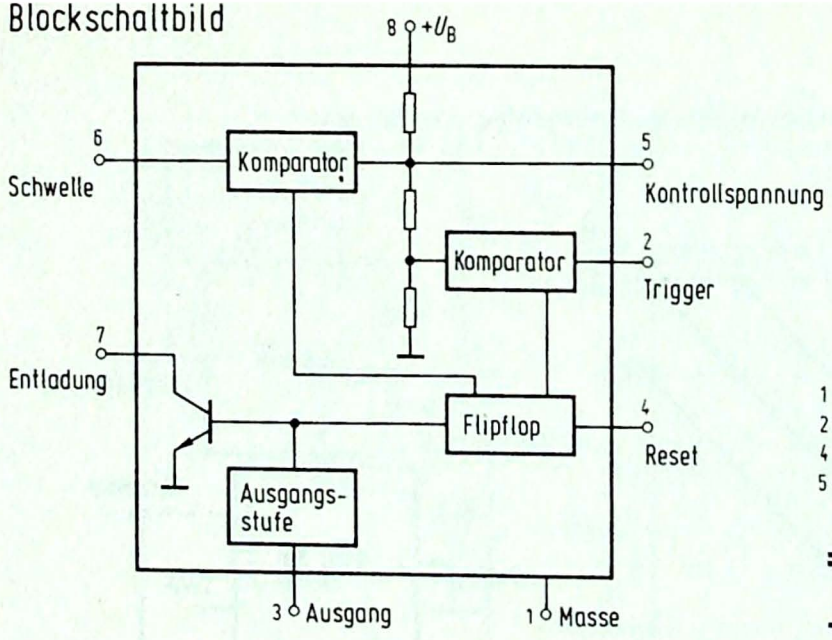


Abb. 55a) Innenschaltung des Impulsgebers NE 555

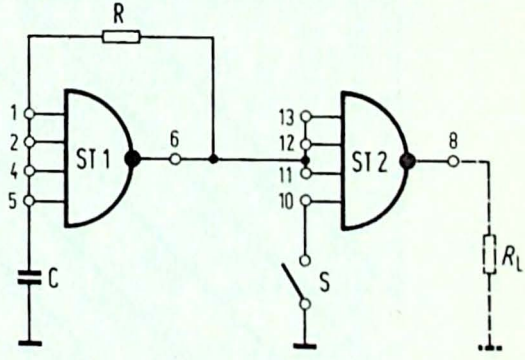


Abb. 54 Taktgenerator mit Schmitt-Triggern aufgebaut

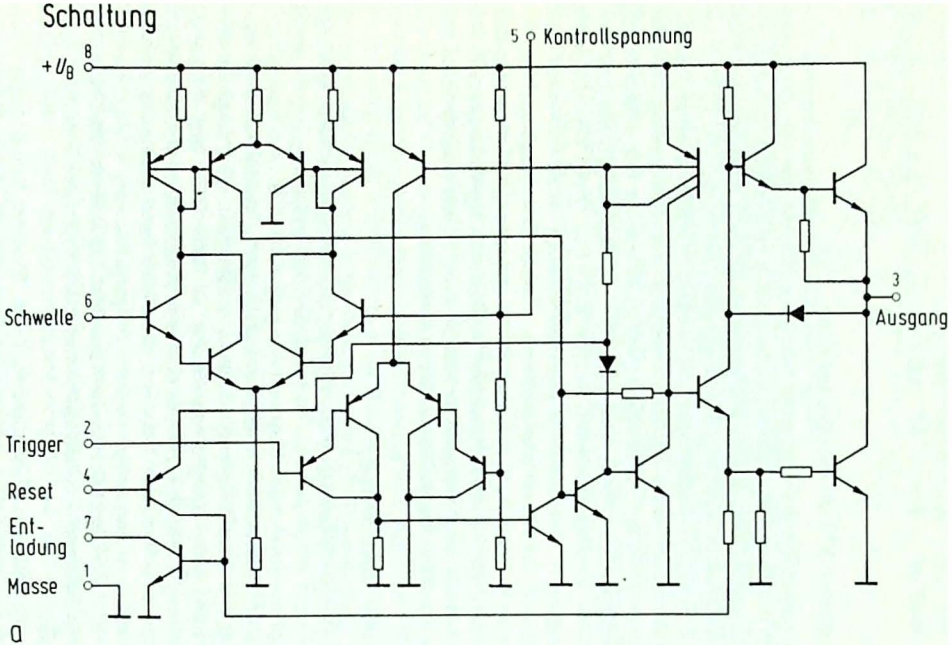


Abb. 55a) Innenschaltung des Impulsgebers NE 555

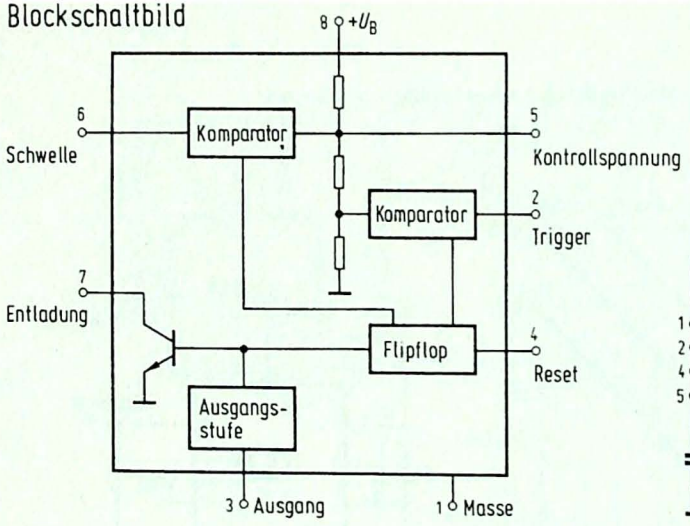


Abb. 55a) Innenschaltung des Impulsgebers NE 555

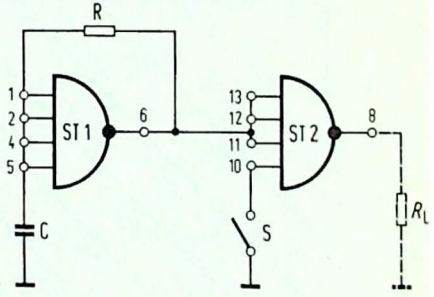


Abb. 54 Taktgenerator mit Schmitt-Triggern aufgebaut

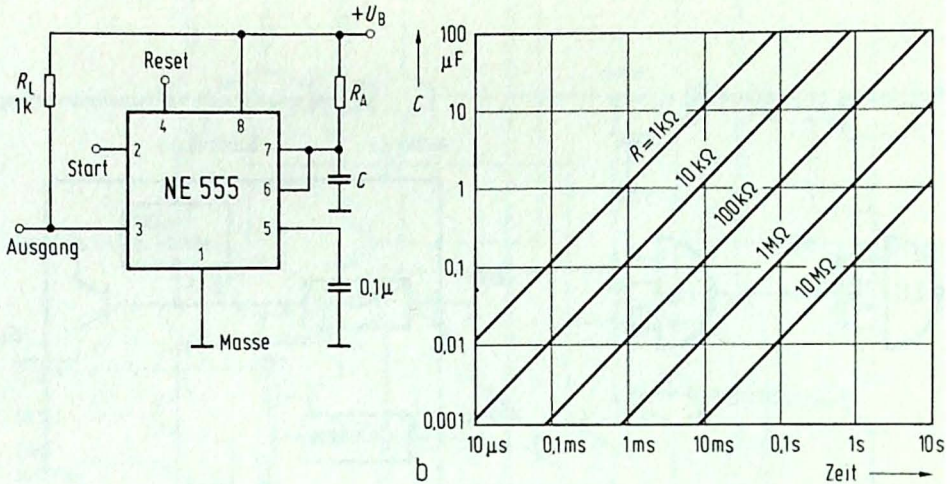


Abb.. 55b) Zur Bauteiledimensionierung bei der monostabilen Beschaltung

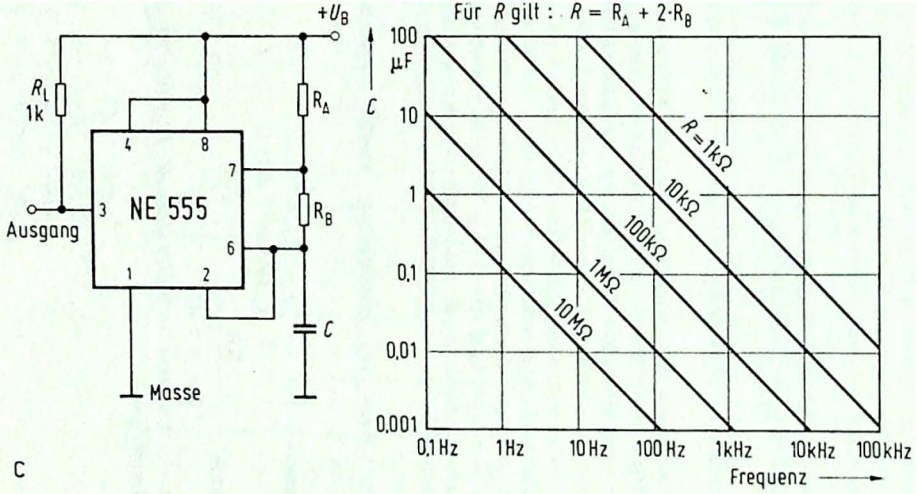


Abb. 55c) Timer IC NE555 mit externer Beschaltung als astabiler Multivibrator mit Bauteiledimensionierung

Die Folge ist ein H-Potential am Flipflop-Ausgang, der den Transistor T 1 wie auch die Ausgangsstufe schlagartig durchschaltet. Dadurch wird der Kondensator C wieder entladen.

Mit einem Rückstellungssignal (Anschluß 4) kann die durch das R C-Glied bestimmte Verzögerungszeit auch während des Ladevorganges durch Entladen von C verkürzt werden. Dazu ist ein L-Potential am Eingang 4 erforderlich. Die Zeitdauer ist durch das Produkt $f = 1{,}1\ R_A \cdot C$ bestimmt.

Einen Überblick zur schnellen Bauteiledimensionierung für die Verwendung des IC als monostabile Kippschaltung verschafft uns das Diagramm *Abb. 55b*.

Astabile Kippschaltung – Impulsgeber für digitale Experimentierschaltungen

Die externe Beschaltung des Timer-IC als astabiler Multivibrator zeigt *Abb. 55c*. Die Triggerung erfolgt bei dieser Schaltungsanordnung *nicht* von außen, sondern durch sich selbst. Das geschieht folgendermaßen:

Der Kondensator C wird über RA und RB aufgeladen, bis die am Eingang des Ausschaltkomparators allmählich aufsteigende Ladespannung den Wert 2/3 U_B erreicht. In dem Moment schaltet der „Aus-Komparator" durch. Folglich wird dabei der Kondensator C über den Widerstand RB entladen, bis zu einer Spannung von 1/3 U_B. Wenn die Kondensatorspannung diesen Tiefstwert erreicht hat, dann schaltet der Komparator wieder um und das Wechselspiel zwischen 1/3 und 2/3 U_B am Kondensator C beginnt von neuem.

Die technischen Werte des Impulsgebers werden folgendermaßen bestimmt:

$$\text{Impulsfrequenz} \quad f = \frac{1}{T} = \frac{1{,}46}{(RA + 2\,RB)\,C}$$

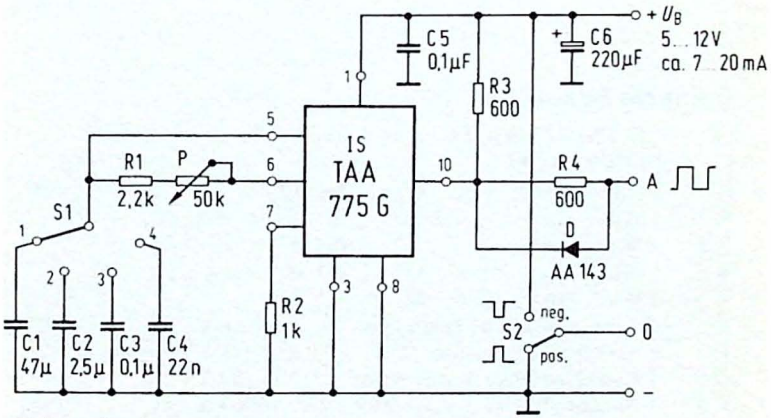
$$\text{Tastverhältnis} \quad \frac{RB}{RA + 2\,RB}$$

Das Diagramm *Abb. 55c* dient zur Bestimmung der Frequenz der astabilen Schaltung als Impulsgeber.

3.2.8 Leistungsoszillator TAA 775 G als Rechteck-, Takt- und Tongenerator

Neben seiner Verwendung in der Kraftfahrzeugelektronik als vielseitiger Impulsgeber für Fahrtrichtungs-, Warn- und Blinkanlagen, zur Intervall-Scheibenwischersteuerung, ist der IC zur Realisierung von Leistungs-, Takt- und Tongeneratoren geeignet.

Abb. 55e zeigt eine erprobte Rechteckgeneratorschaltung für digitale Anwendungen als Taktgenerator und für NF-Versuche. Der Rechteck-Taktfrequenzbereich von ca. 2 Hz...25 kHz ist in vier Bereiche unterteilt, wobei die Frequenz innerhalb jedes Bereiches durch das Potentiometer P kontinuierlich eingestellt werden kann. Die Ablaufgeschwindigkeit digita-



Stellung 1 $f = \approx$ 2 Hz ... 15 Hz
Stellung 2 $f = \approx$ 15 Hz ... 500 Hz
Stellung 3 $f = \approx$ 200 Hz ... 6 kHz
Stellung 4 $f = \approx$ 1000 Hz ... 25 kHz

e

Abb. 55e) Leistungsoszillator für die Digital- u. NF-Praxis

ler Vorgänge kann somit durch entsprechende Wahl der Taktfrequenz des Generators vom Zeitlupentempo bis zu hohen Frequenzen für die Oszillografische Darstellung der Funktionsabläufe kontinuierlich gewählt werden. Die Innenschaltung des TAA 775 G besteht im Prinzip aus einem rückgekoppelten Schmitt-Trigger. Die Rückkopplung erfolgt dabei über die externe Beschaltung mit einem RC-Glied. Ein weiterer Steueranschluß ermöglicht die Wahl von Frequenz und Tastverhältnis des Rechtecksignals ohne Veränderung des externen RC-Gliedes. Das Rechtecksignal des Schmitt-Triggers steuert einen in Emitterschaltung betriebenen NPN-Transistor an. Das Ausgangssignal hat sehr steile Flanken und keine Dachschräge und der Frequenzdrift in Abhängigkeit von Spannungsschwankungen der Versorgungsspannung ist im Bereich von 5...12 V mit ca. 2...3 % gering. Mit Hilfe des Schalters S 2 ist der Ausgangsimpuls umschaltbar. In der Schalterstellung Pos. ist dieser positiv gegen Null und in Stellung Neg. ist er negativ gegen Null. Das Impulsdauer-Pausendauerverhältnis ist annähernd gleich. Der Ausgangswiderstand beträgt $\approx 600\ \Omega$, der Ausgangsstrom an Pin 10 darf maximal 150 mA betragen. Die Ausgangsspannung beträgt 5 V bei $U_B = 10$ V und Nennanpassung.

Elektrische Bauteile

I C	1 IC TAA 775 G (ITT)			
D	1 Diode AA 143			
P	1 Potentiometer	50	kΩ	lin. 0,25 W
R 1	1 Widerstand	2,2	kΩ	0,2 W
R 2	1 Widerstand	1	kΩ	0,2 W
R 3	1 Widerstand	600	Ω	0,5 W
R 4	1 Widerstand	600	Ω	0,5 W
C 1	1 Tantalelektrolytkondensator	47	µF/16 V	
C 2	1 bipolarer Kondensator	2,5	µF/16 V	
C 3	1 Kunststoff-Folienkondensator	0,1	µF/63 V	
C 4	1 Kunststoff-Folienkondensator	22	µF/63 V	
C 5	1 Kunststoff-Folienkondensator	0,1	µF/63 V	
C 6	1 Miniaturelektrolytkondensator	220	µF/16 V	
S 1	1 Miniatur-Drehschalter mit 4 Stufen			
S 2	1 Miniatur-Kipp-Umschalter			

3.3 Analog-Digitalwandler

Zur Messung elektrischer oder physikalischer Größen wie Spannung oder Licht müssen sehr häufig die von den entsprechenden elektrischen Sensoren gelieferten analogen Werte zur digitalen Weiterverarbeitung in digitale Werte umgewandelt werden.

Die Umsetzung einer analogen Meßspannung in Digitalwerte erfolgt bei dem AD-Wandler nach *Abb. 56a* durch Spannungs-Frequenzumsetzung.

Die Schaltung besteht aus einem astabilen Multivibrator mit den Gattern G 1 und G 2 mit nachgeschaltetem Flipflop mit den Gattern G 3 und G 4. Das Speicher-Flipflop dient zur Entkopplung von der Last und dem Multivibrator und verbessert gleichzeitig die Rechteck-Kurvenform.

Die Analog-Spannungs-Frequenzumwandlung erfolgt durch Veränderung der Ladespannung U_M für die Zeitglieder R 1 C 2 bzw. R 2 C 1. Durch Veränderung der Lade-(Meß)Spannung verändert sich entsprechend die an den Ausgängen Q bzw. $\overline{Q}$ auftretende Rechteckfrequenz. Den Zusammenhang zwischen Meßspannungsänderung U_M und der Ausgangsfrequenz zeigt das Diagramm *Abb. 56b*. Mit zunehmender Meßspannung U_M nimmt die Ausgangsfrequenz bei Beibehaltung der Amplitude entsprechend ab.

Eine Erhöhung der Meßspannung um 1 V verursacht Frequenzänderung von ca. 200 Hz bei diesem Beispiel.

Durch Verwendung von FET-Konstantstromquellen nach *Abb. 56c* anstelle der Vorwiderstände R 1 und R 2 kann die Linearität zwischen Spannungs-Frequenz noch verbessert werden.

Durch Vorsetzen des Lichtfühlers nach *Abb. 56d* erhalten wir einen AD-Wandler, der physikalische Größen, nämlich Helligkeitswerte in digitale Werte umsetzt. Der Lichtfühlervorsatz besteht aus einer Spannungsteiler-Schaltung, dessen Mittenspannung U_M von dem lichtempfindlichen Fotowiderstand FR abhängig ist. Anstelle des Lichtfühlers, der bei schnellen Helligkeitsänderungen mit einem Fototransistor oder Fotodiode zweckmäßigerweise aufgebaut wird, können auch weitere elektrische Fühler, die auf andere physikalische Größen wie Temperatur, Magnetismus ansprechen, verwendet werden (siehe Elektronik-Selbstbaupraktikum von S. Wirsum).

AD/DA-Umwandlung

Durch Kombination des lichtempfindlichen AD-Wandlers mit der Frequenzmesserschaltung nach Abb. 60a, der wiederum digitale Signale in analoge umwandelt (DA-Wandler), erhalten wir ein digitales Belichtungs- bzw. Helligkeitsmeßgerät.

Aufbauhinweise

Der AD-Wandler kann mit einem C-MOS-4fach-NAND-Gatter CD 4011 A von RCA oder äquivalent aufgebaut werden. Als Fotowider-

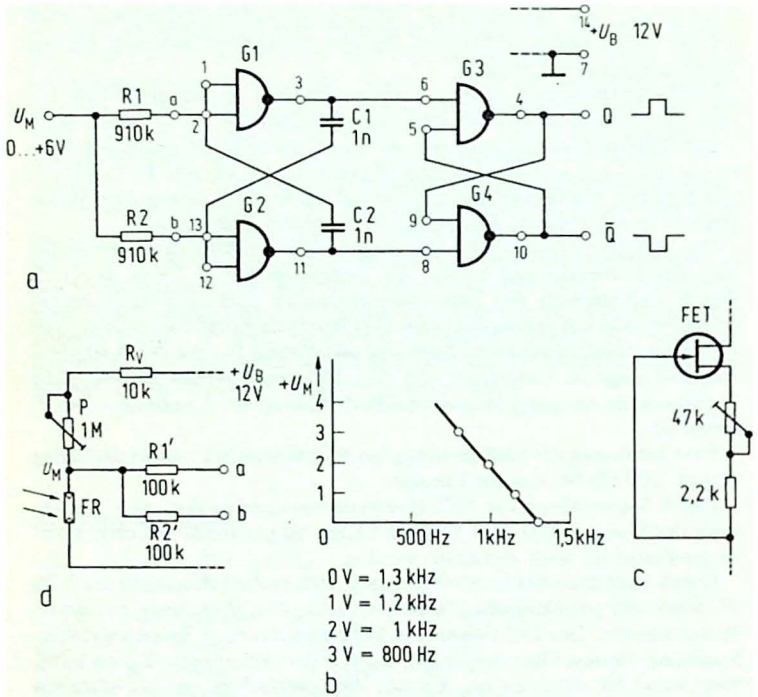


Abb. 56a) Einfacher Analog-Digitalwandler mit C-MOS Schaltgliedern (Spannungs-Frequenzumsetzung); b) Zusammenhang zwischen Eingangsspannung und Ausgangsfrequenz; c) FET-Konstantstromquelle als Widerstandsersatz zur Verbesserung der Linearität; d) Lichtfühlervorsatz

stand ist ein LDR 03 von Valvo verwendbar. Die Frequenzänderung zwischen Sonnenlicht und Dunkelheit beträgt ca. 800 Hz (dunkel ca. 400 Hz – hell ca. 1200 Hz). Mit dem Potentiometer P wird die Empfindlichkeit eingestellt. Die Werte wurden bei P = 1 MΩ gemessen. Beim Aufbau der Konstantstromquellen wurden n-Kanal-Sperrschichttransistoren BF 245 A von Valvo verwendet.

3.4 Frequenzteiler

Frequenzteiler sind wie Zähler mit bistabilen Kippstufen aufgebaut. Frequenzzähler können daher auch zur Frequenzuntersetzung verwendet werden. Bei einem Frequenzzähler mit n Zählstufen wird die Impulsfrequenz durch 2^n geteilt. Die Ausgangsfrequenz eines JK-Flipflops als bistabile Kippstufe ist nur halb so groß wie die Eingangsfrequenz. Es erfolgt daher eine Frequenzuntersetzung im Verhältnis 1:2. Frequenzteiler sind daher elektrische Schaltungen, mit denen ganzzahlige Bruchteile einer an den Eingang anliegenden Frequenz erreicht werden. Das ist darauf zurückzuführen, daß die bistabilen Kippstufen entweder nur mit der Impulsanstiegsflanke L H oder abfallenden negativen Flanke (H L) umschalten.

Der Ausgang einer Kippstufe steuert den Eingang der darauffolgenden (asynchrone Ansteuerung)

Wenn dieser Ausgangsimpuls als Triggersignal einer weiteren Flipflop-Stufe zugeführt wird, die wiederum dieses Triggersignal im Verhältnis 1:2 teilt, so erhalten wir bereits eine Frequenzteilung im Verhältnis 1:4. Durch Aneinanderreihung beliebig vieler Flipflops kann eine Impulsfrequenz beliebig halbiert werden. Das gilt auch für beliebige ganzzahlige ungerade Teilungsverhältnisse, bei denen man durch 2 nicht aufteilen kann ($8 = 2 \cdot 2 \cdot 2 = 3$ Flipflops) wie z. B. $7 = 8 - 1 = 2 \cdot 2 \cdot 2 - 1$. Das kann durch *Rückkopplung* des Ausganges Q 3 auf die Rücksetzeingänge des ersten Flipflops erfolgen (teilsynchrone Ansteuerung).

Beispiele hierfür zeigen die *Abb. 58a*. Zur Frequenzteilung wird hier eine häufig verwendete Zählschaltung in TTL-Technik der Type SN 7490 (Texas Instruments) bzw. FLJ 161 von Siemens verwendet. Die erforderliche Beschaltung zur Erzielung von Frequenzteilungen von 1:2...1:10 können der Zusammenstellung entnommen werden. Frequenzteiler-Beispiele mit C-MOS werden in den folgenden Seiten 136–138 gezeigt.

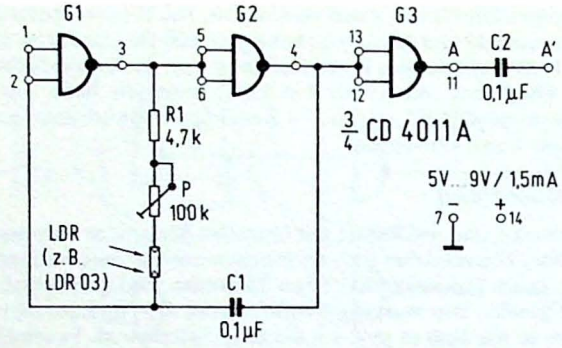


Abb. 57 Einfacher Licht-Frequenzwandler mit C-MOS-Schaltglied (100 Hz – ≈ 80 kHz)

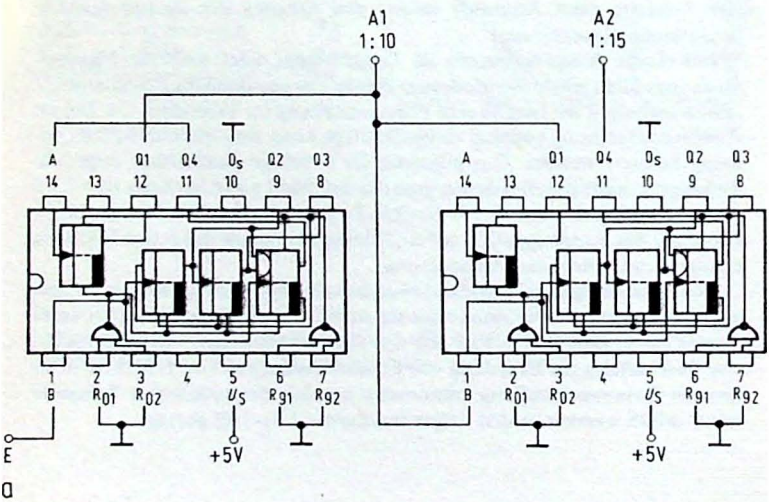
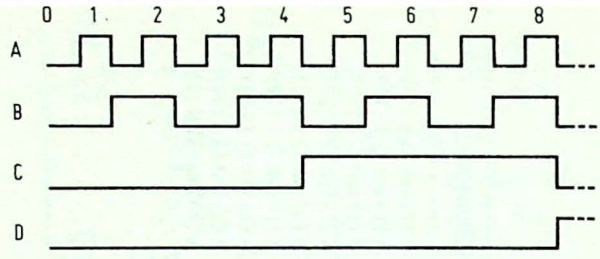


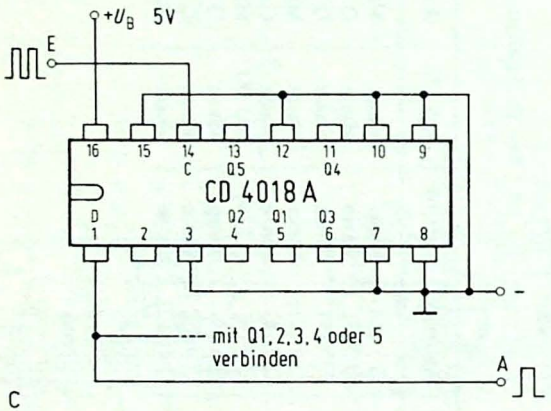
Abb. 58a) Zwei TTL-Zähler als Frequenzteiler

Teilerfaktor	Eingang	Ausgang	Rg1 (6)	Rg2 (7)	Ro1 (2)	Ro2 (3)	Zusätzl. Verb.
2	A (14)	Q 1 (12)	Masse	Masse	Masse	Masse	B (1) mit Q 1 (12)
3	A (14)	Q 2 (9)	Masse	Masse	Q 1 (12)	Q 2 (9)	B (1) mit Q 1 (12)
4	A (14)	Q 2 (9)	Masse	Masse	Q 3 (8)		B (1) mit Q 1 (12)
5	B (1)	Q 4 (11)	Masse	Masse	Masse	Masse	B (1) mit Q 1 (12)
6	A (14)	Q 3 (8)	Masse	Masse	Q 3 (9)	Q 3 (8)	B (1) mit Q 1 (12)
7	A (14)	Q 4 (9)	Q 2 (9)	Q 3 (8)	Masse	Masse	B (1) mit Q 1 (12)
8	A (14)	Q 3 (8)	Masse	Masse	Q 4 (11)		B (1) mit Q 1 (12)
9	A (14)	Q 3 (8)	Masse	Masse	$\overline{Q}$ 1 (12)	Q 4 (11)	B (1) mit Q 1 (12)
10	B (1)	Q 1 (12)	Masse	Masse	Masse	Masse	A (14) mit Q 4 (11)



Impulsdiagramm eines Frequenzteilers mit 4 Flipflops für 8 Impulse

b Umschaltung erfolgt mit fallender Flanke



C

Abb. 58b) Impulsdiagramm eines Frequenzteilers mit 4 Flipflops für 8 Impulse (Umschaltung erfolgt mit fallender Flanke); c) Frequenzteiler mit C-MOS 4018 (RCA) Beschaltung für Teilerverhältnisse 10, 8, 6 u. 4

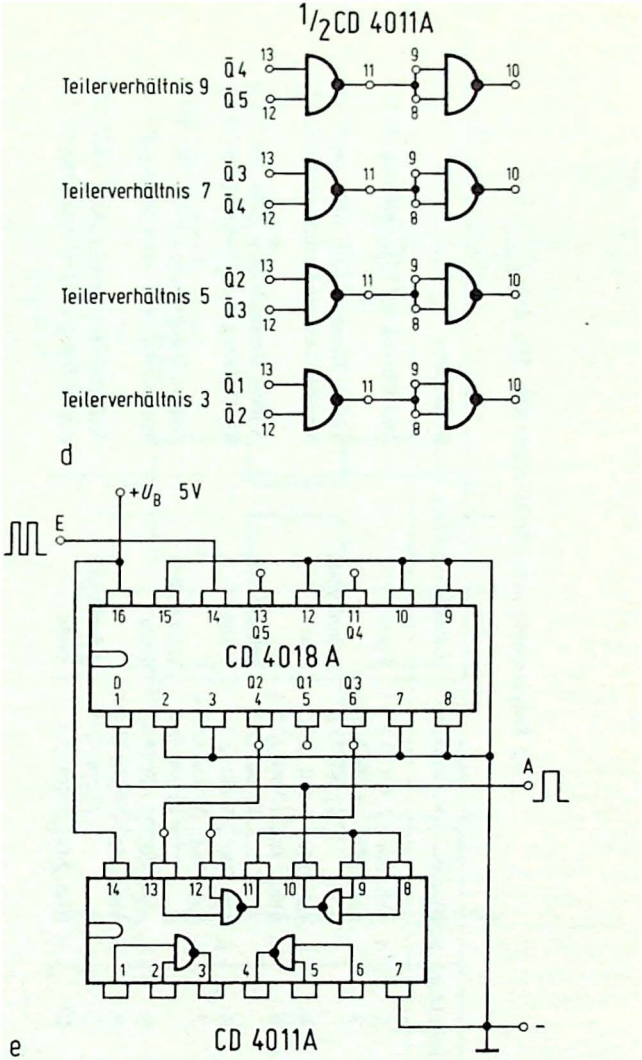


Abb. 58d) Teilerverhältnisse (Zusatz-Beschaltung); e) Frequenzteiler 1:5

3.4.2 Frequenzteiler mit C-MOS 4018 (Abb. 58c, d, e)

Teilerfaktor	Schaltung	Verbindung	Zusatzbeschaltung	Bemerkung
2	n. Abb. 58c	1 mit Q 1	keine	Rückführung auf Dateneingang (Q 1)
3	n. Abb. 58e	13 mit Q 1 u. 12 mit Q 2	erforderlich	Äußere Beschaltung s. Abb. 58d/TV3
4	n. Abb. 58c	1 mit Q 2	keine	Rückführung auf Dateneingang (Q 2)
5	n. Abb. 58e	13 mit Q 2 u. 12 mit Q 3	erforderlich	Äußere Beschaltung s. Abb. 58d/TV5
6	n. Abb. 58c	1 mit Q 3	keine	Rückführung auf Dateneingang (Q 3)
7	n. Abb. 58e	13 mit Q 3 u. 12 mit Q 4	erforderlich	Äußere Beschaltung s. Abb. 58d/TV7
8	n. Abb. 58c	1 mit Q 4	keine	Rückführung auf Dateneingang (Q 4)
9	n. Abb. 58e	13 mit Q 4 u. 12 mit Q 5	erforderlich	Äußere Beschaltung s. Abb. 58d/TV9
10	n. Abb. 58c	1 mit Q 5	keine	Rückführung auf Dateneingang (Q 5)

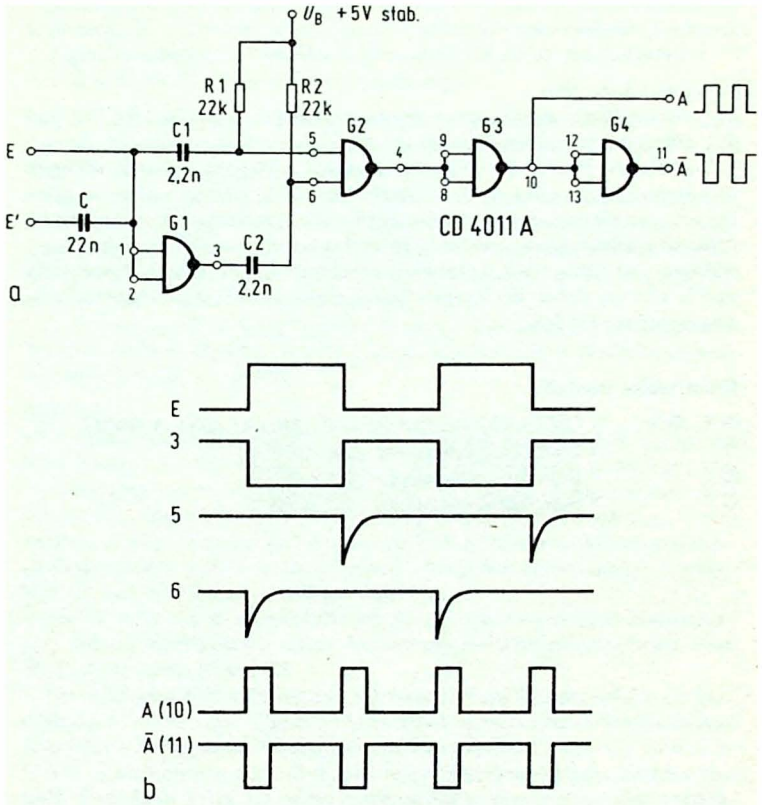


Abb. 59a) Frequenzverdoppelung; b) Impulsverlauf

3.5 Frequenzvervielfachung

Die Schaltung nach *Abb. 59a* zeigt einen *Frequenzverdoppler*, aufgebaut mit einem 4fach-COS/MOS-NAND-IC. Wird nicht nur eine Frequenzverdopplung, sondern eine Frequenz-Vervielfachung gefordert, so kann eine 2^n-Vervielfachung durch Kaskadierung n-solcher Verdoppler erfolgen.

Funktion (Abb. 59b)

Die Anstiegsflanke des Eingangsimpulses wird durch die Glieder C 1 und R 1 differenziert und erzeugt am Ausgang einen Ausgangsimpuls.

Die fallende Flanke des Eingangsimpulses, welche durch den Inverter G 1 invertiert und mit C 2, R 2 differenziert wird, erzeugt einen weiteren Impuls, der wiederum einen Ausgangsimpuls verursacht. Das Gatter G 3 dient als Entkopplungsstufe und zur Verbesserung der Rechteckfrequenz, während das Gatter G 4 als Inverter geschaltet ist. An den Ausgängen A und $\overline{A}$ können daher die Rechteckfrequenzen zueinander komplementär abgenommen werden.

Elektrische Bauteile

G 1...G 4	1 COS/MOS-4fach-NAND-Gatter CD 4011 A (RCA)
C	1 Styroflexkondensator 22 n/63 V
C 1	1 Styroflexkondensator 2,2 n/63 V
C 2	1 Styroflexkondensator 2,2 n/63 V

4 Einfache Geräteschaltungen mit digitalen Schaltgliedern

4.1 Ein Frequenz- und Drehzahlmesser

Für die Digitalpraxis ist eine Frequenzanzeige von praktischem Nutzen. Damit können wir beispielsweise die Taktfrequenzen unserer Impuls- und Oszillatorschaltungen überprüfen.

Die Schaltung nach Abb. 60a zeigt einen einfachen Frequenzmesser, aufgebaut mit einem Vierfach-C-MOS-NAND-Gatter mit Meßwerk-Analoganzeige. Bei Bedarf kann die Anzeige über eine LED-Thermometer- oder Rundskala erfolgen, was beispielsweise für die Verwendung des Frequenzmessers als Drehzahlanzeige von Vorteil ist.

Die Eingangs-Spannungsimpulse müssen mindestens 100 mV betragen. Die Impulsform, ob Sinus oder Rechteck, ist gleichgültig. Der Eingangswiderstand beträgt ca. 22 kΩ.

Funktion

Der Eingangsimpuls gelangt über R 1 und den Kondensator C_E auf das erste Gatter G 1 des 4fach-NAND-JC. Der Kondensator C dient zur Unterdrückung von Störimpulsen, während die Dioden in Antiparallelschaltung dafür sorgen, daß keine höhere Spannung als ca. 1,2 V auf den Gattereingang gelangt. Das erste Gatter ist als Vorverstärker und Entkopplungsstufe geschaltet, wobei der Arbeitspunkt durch den Widerstand R 3 festgelegt ist, der gleichzeitig stabilisierend wirkt.

Darauf folgt das Herzstück der Schaltung, ein monostabiler Multivibrator, dessen Rückkippzeit durch Verwendung verschiedener Kapazitäten (C 1...C 4) umschaltbar ist.

Der monostabile Multivibrator wird durch einen Impuls auf den Gattereingang 5 von G 2 getriggert, d. h. in einen labilen Zustand versetzt und kehrt dann wieder nach einer durch die Zeitglieder R 4 und C 1 bzw. C 2, C 3, C 4 bestimmten Zeit in seinen ursprünglichen stabilen Zustand zurück. Erst dann kann der monostabile Schalter wieder ausgelöst werden. Die Impulsdauer kann annähernd nach der Formel $t_m = \approx 0{,}7 \cdot R \cdot C$ berechnet werden. In der Schaltung nach Abb. 60a dient die monostabile Schaltung zur Impulsformung. Unabhängig von der Impulszahl erhalten diese dieselbe Impulsbreite und werden dann dem Integrationsglied R 6 mit P 1...P 4 und C 5 zugeführt. Am Kondensator C 5 tritt dann eine von der eingangsseitig angelegten Impulsfrequenz abhängige Gleichspannung in der Größenordnung von 0,117...1,17 V zur Analoganzeige zur Verfügung. Das setzt natürlich voraus, daß die Versorgungsspannung U_B kon-

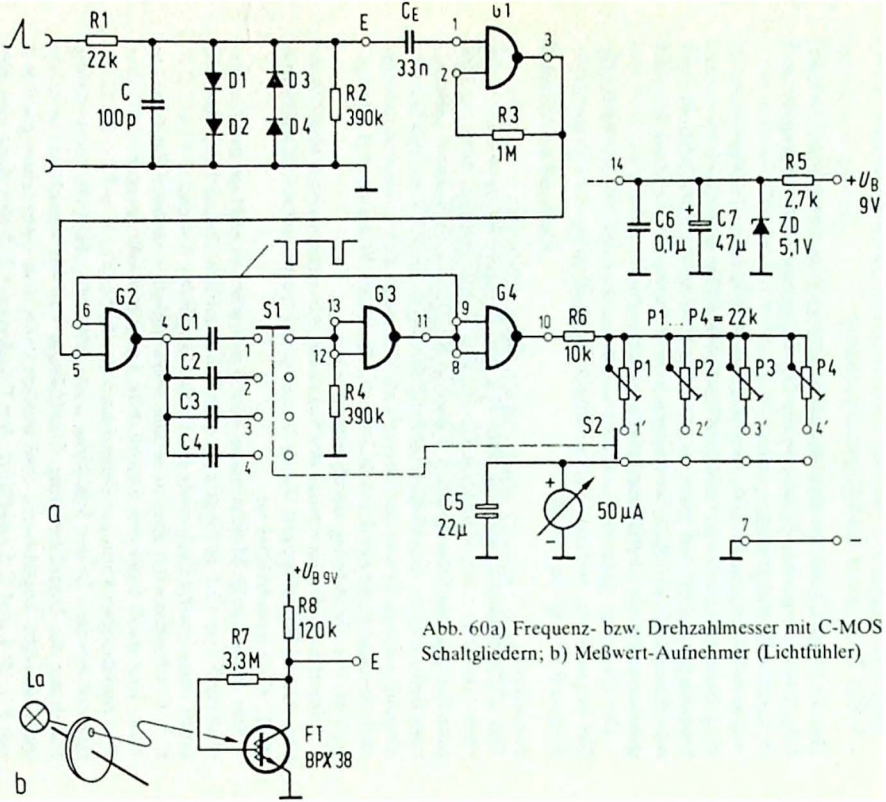


Abb. 60a) Frequenz- bzw. Drehzahlmesser mit C-MOS Schaltgliedern; b) Meßwert-Aufnehmer (Lichtfühler)

stant bleibt. Die Betriebsspannung des C-MOS-IC ist daher durch die Zenerdiode ZD mit Vorwiderstand R 5 stabilisiert.

Mit dem Schalter S 1 werden die verschiedenen Meßbereiche durch entsprechende Wahl der Zeitglieder C 1 · R 4 bzw. C 2 · R 4, C 3 · R 4, C 4 · R 4 umgeschaltet. Dabei ist:

C 1 =	0,1	u	für den Meßbereich	1 Hz... 10 Hz
C 2 =	0,01	u	für den Meßbereich	10 Hz...100 Hz
C 3 =	1	n	für den Meßbereich	100 Hz... 1 kHz
C 4 =	100	pF	für den Meßbereich	1 kHz... 10 kHz

Der Schalter S 1 ist mit dem Schalter S 2 gekoppelt (4 x 4), so daß damit der durch die Trimmerwiderstände R 1...P 4 fein abstimmbare Integrations- und Anzeigekreis automatisch entsprechend dem Meßbereich mit umgeschaltet wird. Für anspruchslose Anzeigen reicht bereits ein Trimmerwiderstand für alle Meßbereiche aus. Mit den Trimmerwiderständen werden lediglich Toleranzen bei den Kondensatoren C 1...C 4 und bei den Meßwerken ausgeglichen. Als Meßwerk wird ein 50...100 uA Drehspulinstrument mit linearer Skala verwendet. Der Innenwiderstand sollte ca. 2000 Ω betragen.

Abgleich

Der Abgleich kann mit Hilfe eines Taktgenerators nach Abb. 41a exakt durchgeführt werden. Niederfrequenztongeneratoren eignen sich hierfür genauso wie jede Wechselspannungsquelle mit bekannter Frequenz und einer Wechselspannung von ca. 100 mV...5 V.

Der Frequenzmesser als Drehzahlanzeige

Der Frequenzmesser läßt sich mit Hilfe des Vorsatzes nach Abb. 60a Seite 142 zu einem Drehzahlmesser umfunktionieren. Als Meßwertaufnehmer dient hierzu der lichtempfindliche Transistor FT, der bei Lichteinfall seinen Innenwiderstand verringert, so daß die am Eingang E auftretende „Mittenspannung" zwischen wenigen Millivolts (L-Potential) und annähernd 9 V in Abhängigkeit vom Lichteinfall verändert wird. Die laufenden Spannungssprünge in ihrer zeitlichen Folge, hervorgerufen durch eine sich drehende Lochscheibe, triggern so die Anzeigeschaltung.

Stückliste

	1 C-MOS CD 4011 A	
D 1...D 4	4 Siliziumdioden 1 N 4148	
ZD	1 Zenerdiode 5,1 V, 5 %, 500 mW	
	1 Meßinstrument 50 µA/≈ 2 kΩ	
P 1...P 4	4 Widerstandstrimmer 22 kΩ/0,3 W	
R 1	1 Widerstand 22 kΩ/0,2 W	
R 2	1 Widerstand 390 kΩ	
R 3	1 Widerstand 1 MΩ	
R 4	1 Widerstand 390 kΩ	
R 5	1 Widerstand 2,7 kΩ/0,5 W	
R 6	1 Widerstand 10 kΩ/0,5 W	
C_E	1 Kunststoff-Folienkond. induktionsarm	33 nF/63 V
C 1	1 Kunststoff-Folienkond. induktionsarm	0,1 µF/63 V
C 2	1 Styroflexkondensator	10 nF/63 V
C 3	1 Styroflexkondensator	1 nF/63 V
C 4	1 Styroflexkondensator	100 pF/63 V
C 5	1 Tantal-Elektrolytkondensator	22 µF/16 V
C 6	1 Kunststoff-Folienkondensator	0,1 µF/63 V
C 7	1 Miniaturelektrolytkondensator	47 µF/16 V

Leuchtpunkt- und Leuchtbandanzeige

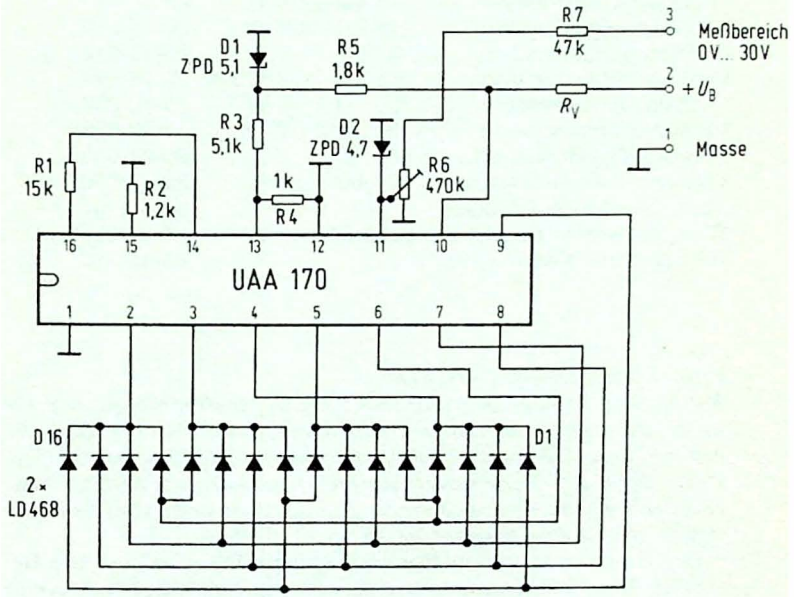
Anstelle der Verwendung eines Drehspulmeßinstrumentes können auch die optoelektronischen Anzeigeschaltungen nach *Abb. 61a* (Punktanzeige) oder *Abb. 61b* (Leuchtbandanzeige) verwendet werden.

Eine optoelektronische Anzeigeeinheit (Abb. 61a)

Die Baugruppe Digitaler Leuchtpunktspannungsmesser D-LS von RIM electronic eignet sich hierzu sehr gut als optoelektronische Anzeige mit „Thermometerskala". Der Leuchtpunktspannungsmesser ist sehr hochohmig (ca. 47 kΩ...470 kΩ) und empfindlich. Seine maximale Eingangsempfindlichkeit beträgt 62 mV für eine Leuchtdiode. Damit alle Leuchtdioden der Zeile (15 Stück) aufleuchten, sind demnach 0,9 V Gleichspannung erforderlich. Die erste L-Diode leuchtet als Betriebsanzeige immer auf. Der erforderliche Eingangsstrom beträgt ca. 2,5 µA. Mit Hilfe des Trimmpotentiometers von 500 kΩ kann die Eichung der optoelektronischen Anzeige vorgenommen werden. Aufgrund des schleichenden Übergangs zwischen zwei Leuchtdioden kann man auch Zwischenwerte genau ablesen und Tendenzen erkennen. Die Anzeige erfolgt nahezu trägheitslos.

Weitere technische Daten des Anzeigemoduls sind:

Betriebsspannung:	10...32 V
Stromaufnahme:	23...28 mA
Anzeige:	16 Leuchtpunkte
Linearität:	±2 %
Eingang:	gegen Verpolung und Überlastung geschützt
Maße:	35 x 60 mm



Bestimmung von R_V:

Speisespannungsbereich	R_V
U_B = 10 ... 15 V	Brücke
U_B = 14 ... 20 V	180 Ω
U_B = 19 ... 28 V	330 Ω
U_B = 27 ... 32 V	560 Ω

a

Abb. 61a) Optoelektronische Anzeige (LED-Punktanzeige)

Elektrische Bauteile des Leuchtpunktspannungsmessers

	RIM-Bestell-Nr.
1 Leiterplatte D-LS	03-31-900
2 Lumineszenzdiodenzeilen LD 468 (Siemens)	11-24-738
1 Zenerdiode ZPD 5,1	14-65-486
1 Zenerdiode ZPD 4,7	14-65-487
1 IC-UAA 170 (Siemens)	15-42-700
1 Kohleschichtwiderstand 1 kΩ 1/8 W	20-15-010
1 Kohleschichtwiderstand 1 kΩ 2 1/8 W	20-15-010
1 Kohleschichtwiderstand 1 kΩ 8 1/8 W	20-15-010
1 Kohleschichtwiderstand 15 kΩ 1/8 W	20-15-010
1 Kohleschichtwiderstand 47 kΩ 1/8 W	20-15-010
1 Kohleschichtwiderstand 5,1 kΩ 1/4-1/3 W	20-18-015
1 Kohleschichtwiderstand 180 Ω 1/2 W	20-20-052
1 Kohleschichtwiderstand 330 Ω 1/2 W	20-20-052
1 Kohleschichtwiderstand 560 Ω 1 W	20-22-010
1 Miniatur-Schicht-Trimmer 470 kΩ 0,1 W	22-52-050
3 Lötstifte mit Öse, versilbert	35-50-101
15 cm versilberter Schaltdraht, blank 0,5 mm ∅	38-04-206
50 cm Lötzinn, 1 mm	44-45-125

Mit Leuchtbandanzeige (Abb. 61b)

Während der Aussteuerbaustein UAA 170 eine punktförmige Anzeige gestattet, kann mit der integrierten Schaltung UAA 180 eine auflaufende Anzeige, dem Säulenstand eines Thermometers ähnlich, gebaut werden. Daher eignet sich dieser Aussteuerbaustein besonders für die Kraftfahrzeugelektronik mit Thermometer- und Rundskalen sowie auch als Pegelmesser und Aussteuerungsanzeige in der NF-Technik.

Der Aussteuerbaustein besitzt ein 18poliges DIL-Gehäuse. Die Beschaltung des IC für unsere Anzeigeverwendung zeigt Abb. 61b. Um eine hohe Eingangsempfindlichkeit zu erreichen, wird die Referenzspannung mit zwei in Durchlaßrichtung geschalteten Dioden hergestellt. Sie beträgt 80 mV pro Leuchtdiode. Mit anderen Worten: Um sämtliche Leuchtdioden aufleuchten zu lassen, ist eine positive Steuer-Gleichspannung von 12 x 80 mV = 960 mV erforderlich. Ohne Aussteuerung leuchtet beim UAA 180 keine Diode auf. Die Stromaufnahme beträgt ca. 30 mA, wenn alle LEDs leuchten.

Der Abgleich der Leuchtbandanzeige in Zusammenschaltung mit der Frequenz- und Drehzahlelektronik erfolgt mit Hilfe des Empfindlichkeitsreglers P (470 kΩ).

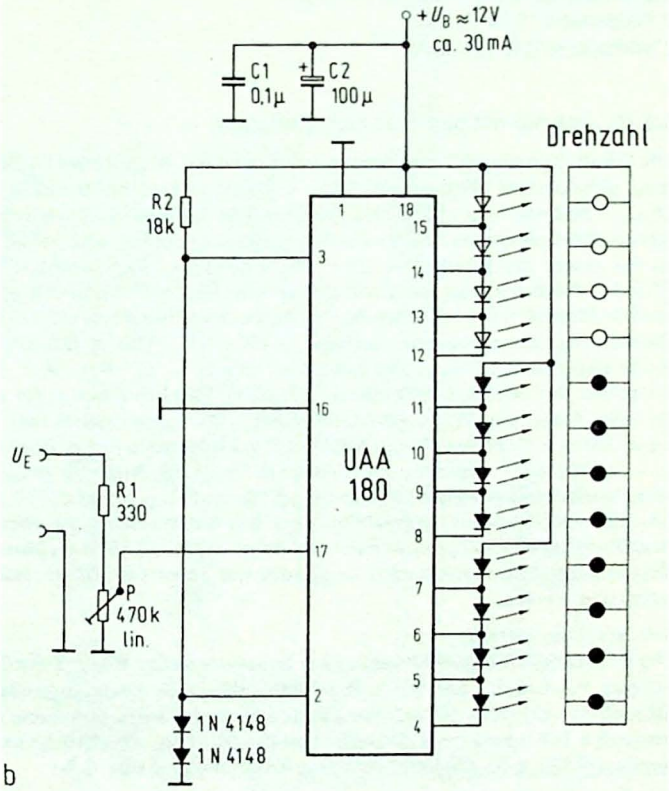


Abb. 61b) Optoelektronische Anzeige (LED-Leuchtbandanzeige)

Elektrische Bauteile Leuchtbandanzeige

1 integrierte Schaltung UAA 180 (Siemens)
2 Leuchtdiodenzeilen LD 466 (Siemens)
2 Siliziumdioden 1 N 4148
1 Widerstandstrimmer 470 kΩ 0,2 W lin
1 Widerstand 18 kΩ 0,5 W
1 Widerstand 330 Ω 0,5 W

4.2 RC-Brücke mit digitalen Schaltgliedern

Die Schaltung nach *Abb. 62a* zeigt eine einfache RC-Meßbrücke zur Messung unbekannter Widerstands- und Kapazitätswerte im Bereich von 10 Ω...1 MΩ und 47 p...10 µF. Die Meßbereiche können bei Verwendung weiterer Meßnormalien erweitert oder abgeändert werden. Die Schaltung ist mit einem 4fach-NAND-Gatter SN 7400 (Texas Instruments) bzw. FLH 101 (Siemens) aufgebaut. Mit den beiden Gattern G 1 und G 2 ist der astabile Multivibrator zur Speisung der Brückenschaltung realisiert. Seine Oszillator-Rechteckfrequenz beträgt ≈ 4000 Hz. Die symmetrische Rechteckfrequenz ist durch die Zeitkonstanten R 1 · C 1 bzw. R 2 · C 2 festgelegt. Die nachfolgenden Gatter G 3 und G 4 sind als Inverter geschaltet und dienen zur Entkopplung des Speise-Oszillators gegenüber der eigentlichen Brückenschaltung. Gleichzeitig wird dadurch das Rechteck „an den Flanken" aufpoliert. Am Anschluß 8 ist ein Ausgang zum Anschluß eines Indikators mit Lumineszenzdiode und vorgeschaltetem Teiler (ca. 1000:1 s. Seite 133) vorgesehen. Durch das Aufleuchten der Lumineszenzdiode im 4-Hz-Rhythmus kann das Arbeiten des Oszillators kontrolliert werden. Selbstverständlich kann auch auf einen Oszillatorindikator verzichtet werden.

Die Brückenschaltung

Die Brückenschaltung wird durch zwei Spannungsteiler P mit Teilwiderständen P_{R1} und P_{R2} und R_x m. R gebildet. Wenn die Spannungsteiler in demselben Verhältnis die Spannung aufteilen, so tritt keine Spannung zwischen den Teilerpunkten S (Schleifer von P) und M auf. Die Brücke ist abgeglichen. Die 0-V-Abgleichbedingung lautet daher (*Abb. 62b*)

$$\frac{P_{R1}}{P_{R2}} = \frac{R_x}{R}$$

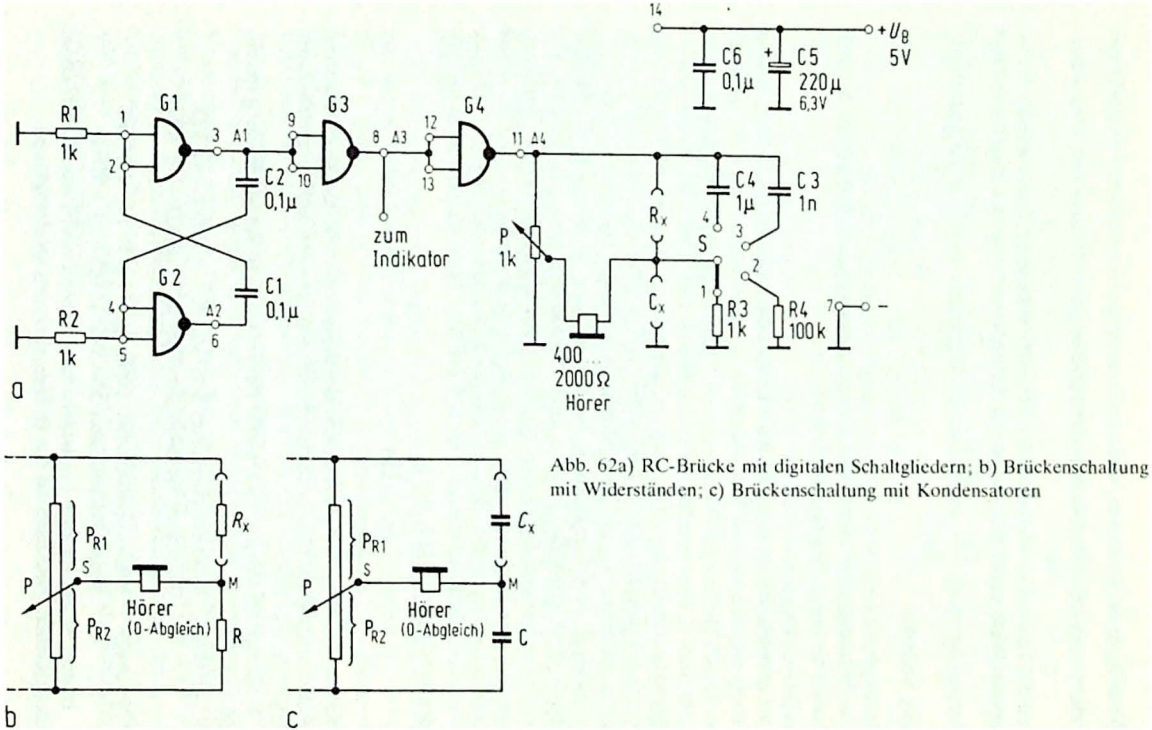


Abb. 62a) RC-Brücke mit digitalen Schaltgliedern; b) Brückenschaltung mit Widerständen; c) Brückenschaltung mit Kondensatoren

Wenn R_x nicht bekannt ist, so kann dieser berechnet werden, wenn man das Teilerverhältnis $\frac{P_{R1}}{P_{R2}}$ (Potentiometerstellung von P) und den Meßwiderstand R kennt. Der Meßwiderstand R sollte etwa so groß sein wie der unbekannte Widerstand R_x, damit die Schleiferstellung des Potentiometers (Spannungsteiler $\frac{P_{R1}}{P_{R2}}$ aus Genauigkeitsgründen sich in etwa Mittelstellung befindet.

Eichung
Das Potentiometer muß durch Verwendung genauer, bekannter Meßwiderstände von 1 % geeicht werden.

Meßdurchführung
Der unbekannte Widerstand R_X wird mit dem bekannten Widerstand R (Vergleichswiderstände R 3 oder R 4) zu einem Spannungsteiler geschaltet. Durch Drehen des Potentiometers P wird das Teilerverhältnis so eingestellt, daß in dem empfindlichen Kopfhörer (als Ersatz für das Null-Abgleichinstrument) kein Ton mehr zu hören ist (Nullabgleich). Die Brücke ist dann abgeglichen und der Wert des Prüflings kann anhand des Potentiometer-Skalenwertes mal dem Meßbereichsnormal ermittelt werden.

Mit dieser Brückenschaltung, bei der die Betriebsspannung das Meßergebnis nicht verfälscht, können auch Kapazitäten gemessen werden. Wir benötigen hierzu lediglich eine Wechselspannungsquelle (unser Oszillator) und eine Vergleichskapazität, die in Reihe zu der unbekannten Kapazität liegt und so den zweiten Spannungsteiler bildet. Der andere Teiler wird hier wiederum durch das Potentiometer P gebildet. Hier gilt gleichfalls die Abgleichbedingung (*Abb. 62c*):

$$\frac{C}{C_x} = \frac{P_{R1}}{P_{R2}}$$

Die Kapazitätswerte verhalten sich hier umgekehrt wie ihre Wechselstrom-Widerstandswerte. C ist in unserer Schaltung die wählbare Vergleichskapazität C 3 bzw. C 4.

Folgende Messungen sind mit dieser einfachen Brückenschaltung durchführbar:

Widerstände	Meßbereichschalter Stellung 1:	10 kΩ – 10 kΩ
	Meßbereichschalter Stellung 2:	10 kΩ – 1 MΩ
Kapazitäten	Meßbereichschalter Stellung 3:	47 p – 0,47 µF
	Meßbereichschalter Stellung 4:	0,47 µ – 10 µF

Immer ist auf kleinste Lautstärke bzw. Verstummen des 4-kHz-Tones abzugleichen. Nur dann ist die Brücke stromlos (Nullabgleich).

Elektrische Bauteile

	1 Vierfach-NAND-Gatter SN 7400 (Texas Instruments)	
	oder FLH 101 (Siemens)	
	1 empfindlicher Kopfhörer 400...2000 Ω	
P 1	1 Potentiometer	1 kΩ, 0,5 W linear mit Skala u. Zeigerknopf
R 1	1 Widerstand	1 kΩ, 0,25...0,5 W
R 2	1 Widerstand	1 kΩ
R 3	1 Meßwiderstand	1 kΩ, 0,25 W 1 %
R 4	1 Meßwiderstand	100 kΩ 0,25 W 1 %
C 1	1 Kunststoff-Folienkondensator	0,1 µF / 63 V induktionsarm
C 2	1 Kunststoff-Folienkondensator	0,1 µF / 63 V induktionsarm
C 3	1 Meßkondensator	1 nF / 63 V 5 % induktionsarm
C 4	1 Meßkondensator	1 µF / 63 V 5 % induktionsarm
C 6	1 Kunststoff-Folienkondensator	0,1 µF/63 V induktionsarm

4.3 Ultraschall-Fernsteuerung

Mit Hilfe von Ultraschallwellen, deren Frequenz jenseits des hörbaren Schalls, also über ca. 20 kHz liegt, können von einem Ultraschallsender oder -geber Befehle oder Kommandos auf „drahtlosem Weg" an einen Empfänger erteilt werden. Diese Ultraschall-Fernsteuerung ermöglicht die Fernbedienung von elektrischen Anlagen und Geräten wie Garagentore, Fernsehgeräte-Fernbedienungen, Modellsteuerungen. Ein weiteres Anwendungsgebiet sind Ultraschallschranken zum Zählen von Produkteinheiten, zum Absichern von Maschinen und zur Diebstahlsicherung von Räumen.

Wir befassen uns mit einfacheren Ultraschall-Fernsteuerkombinationen, mit denen Befehle auf drahtlosem Wege über eine Entfernung von ca. 5...20 m übertragen werden können. Zur Abstrahlung und Empfang des Ultraschalls verwenden wir sogenannte Piezoelektrische Wandler, welche die Eigenschaft haben, Ultraschallwellen dann abzustrahlen, wenn diese mit einem Wechselstrom angesteuert werden, der dieselbe Frequenz hat wie die Eigenfrequenz des Piezowandlerelementes. Beim Empfänger-Ultraschallmikrofon verhält es sich genauso. Wenn Ultraschallwellen auf das Ultraschallmikrofon gelangen, die in Resonanz mit dem Piezowandler stehen, so gibt dieses eine Mikrofonwechselspannung ab, welche in der Lage ist, einen nachgeschalteten Schaltverstärker auszusteuern. Handelsübliche Ultraschallwandler haben meist eine Eigenfrequenz von ca. 35...38 kHz und sind wegen ihrer vielseitigen Anwendung in der Rundfunkindustrie recht preiswert erhältlich.

4.3.1 Ein einfacher Ultraschallsender

Abb. 63a zeigt eine Ultraschallgeberschaltung mit nur einem Digital-IC. Es handelt sich um ein Vierfach-NAND-Gatter in C-MOS-Ausführung. Beim Versuchsmuster wurde die Type CD 4011 von RCA verwendet. Entsprechend äquivalente Ausführungen können hierfür ebenfalls benutzt werden.

Zwei NAND-Gatter mit je zwei Eingängen wurden bei unserem Ultraschallgeber für die Realisierung des astabilen Multivibrators verwendet, der eine Rechteckfrequenz von ca. 37 kHz zur Erregung des piezoelektrischen Wandlers liefert. Zur optimalen Abstimmung (Resonanzabstimmung) der Oszillatorfrequenz auf die Eigenfrequenz des Wandlers dient der Einstelltrimmer P, der zusammen mit dem Widerstand R 1 und dem Kondensator C 1 die frequenzbestimmenden Glieder des astabilen Multivibrators darstellt.

Die eigentliche Ansteuerung des Wandlers erfolgt über zwei weitere NAND-Gatter, die als Inverter in Gegentakt geschaltet sind, so daß dadurch ein günstiger Wirkungsgrad erzielt wird. Zur Sendertastung dient die Drucktaste DT in der Plusleitung der Stromversorgung. Die Versorgungsspannung beträgt 9...12 V, die Arbeitsstromaufnahme ca. 6...8 mA.

Der Ultraschallgeber kann auch über einen Gattereingang getastet werden, da die Ruhestromaufnahme vernachlässigbar klein ist. Damit ist die Möglichkeit gegeben, den Ultraschallgeber über weitere C-MOS-Schaltglieder zu steuern.

4.3.2 Der Ultraschallempfänger (Abb. 63b)

Die Schaltung dieses einfachen Empfängerteils ist gleichfalls mit einem C-MOS-IC aufgebaut. Die ersten drei NAND-Gatter werden zur Vorverstärkung der an den beiden Anschlüssen des Ultraschallmikrofons auftretenden kleinen Wechselspannung bei Ultraschallausstrahlung verwendet. Die Verstärkung beträgt etwa 3000fach. Danach wird das so hochverstärkte Ultraschallsignal durch die beiden Dioden D 1 und D 2 gleichgerichtet und das so gewonnene Gleichspannungssignal zur Ansteuerung eines Darlington-Schaltverstärkers zugeführt.

Ultraschallindikator – und wozu er dient

Das vierte NAND-Gatter wird als Entkopplungsglied und Anzeigeverstärker benutzt. Als Indikator dient ein Drehspulinstrument mit einer Empfindlichkeit von 100 µA (Anschluß 10).

Der Indikatorteil liefert vor allem dann gute Dienste, wenn Ultraschallwellen zum Aufspüren von Gehäuserissen, Leckstellen in Gummibooten etc. benutzt werden. Bei diesen Anwendungen wird der Sender im Innenraum des zu prüfenden Gehäuses installiert und mit dem empfindlichen

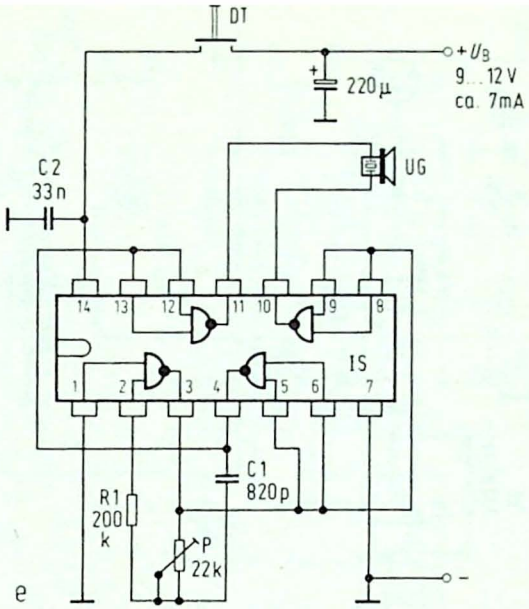


Abb. 63a) Ultraschallsender mit C-MOS Schaltgliedern

Empfänger die Außenseite sorgfältig abgetastet. Treten Ultraschallwellen aus, so werden diese durch den Empfängerindikator angezeigt.

4.3.3 Ein „gepulster" Ultraschallsender mit Empfänger

Wenn es uns gelingt, die Einschaltzeit und damit die Stromverbrauchszeit einer Fernsteueranlage zu verkürzen, ohne daß dabei durch Ausbleiben von Sendeimpulsen die drahtlose Befehlsübertragung beeinträchtigt wird, so erreichen wir einen wesentlich günstigeren Wirkungsgrad. Die Ultraschallfernsteueranlage, welche aus dem Sender nach *Abb. 64* und dem Empfänger nach *Abb. 65a* besteht, erfüllt diese Forderung.

Der Sender

Die Senderschaltung nach Abb. 64 ist mit zwei C-MOS-ICs aufgebaut. Die ersten beiden NAND-Gatter des IC 1 werden durch externe Beschaltung als astabiler Multivibrator mit einer Schwingfrequenz von etwa 12 Hz ver-

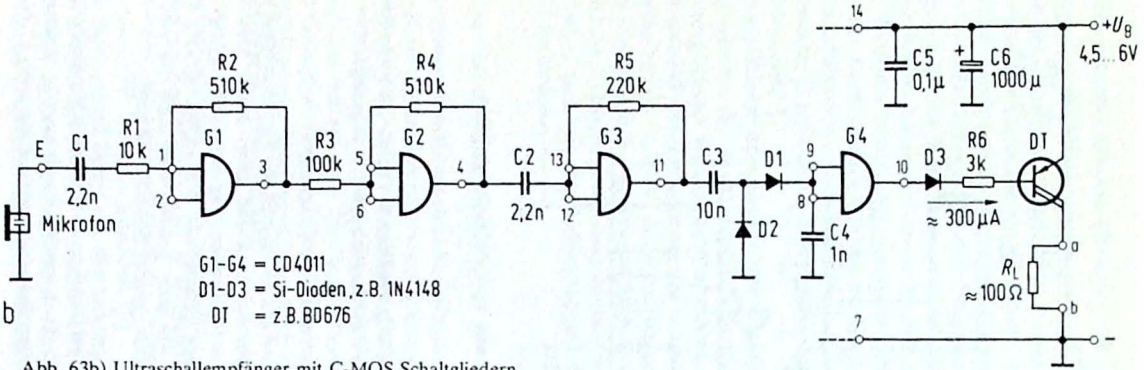
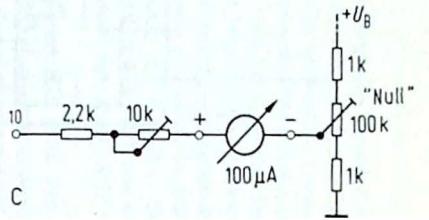


Abb. 63b) Ultraschallempfänger mit C-MOS Schaltgliedern



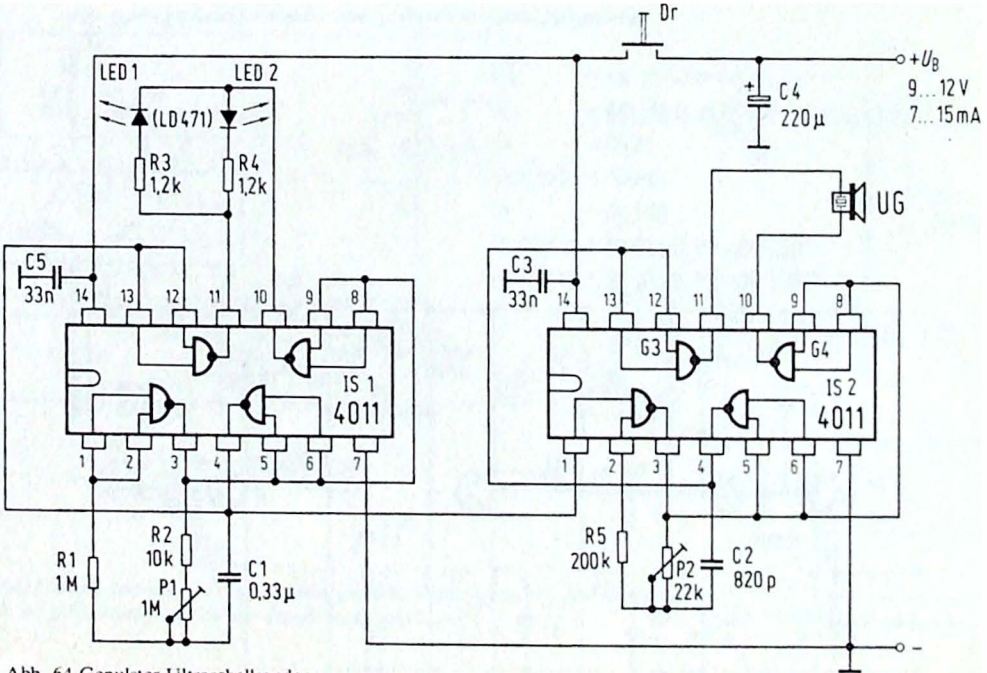
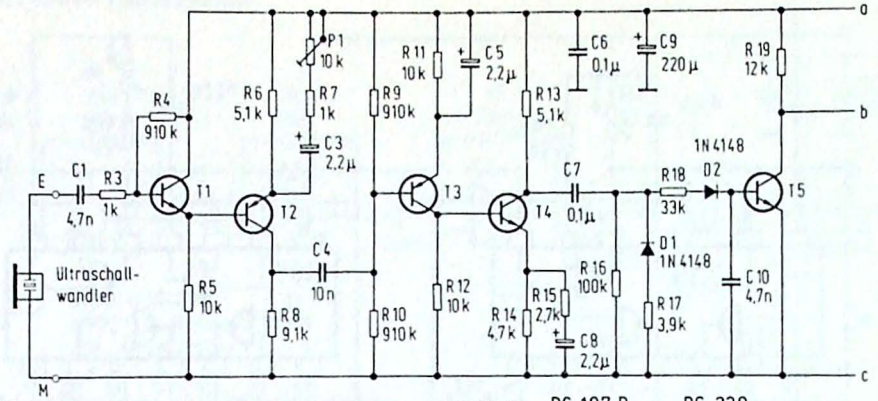


Abb. 64 Gepulster Ultraschallsender



T1, T4, T5, T8 = BC 107 B oder BC 238
T2, T3, T6, T7 = BC 177 B oder BC 308
T9 = BC 140
D1, D2, D3, D4 = 1N 4148
D5 = BAY 61
IS = HEF 4011 (Valvo) oder CD 4011 (RCA)
LED = z.B. LD 41 (Siemens)

Abb. 65a) Ultraschallempfänger zum Empfang gepulster Sendesignale

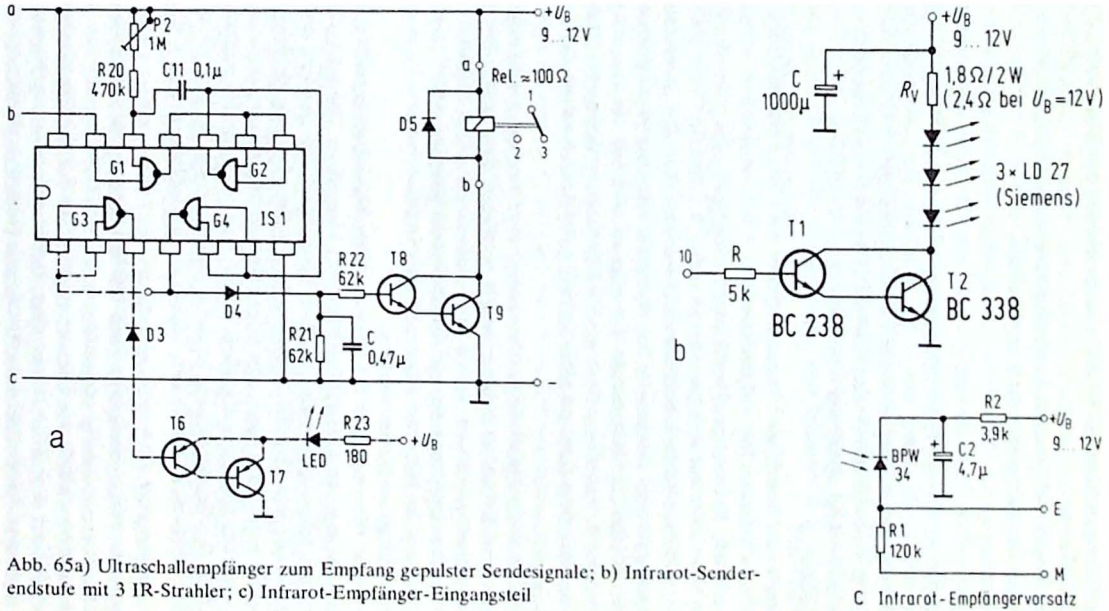


Abb. 65a) Ultraschallempfänger zum Empfang gepulster Sendesignale; b) Infrarot-Sender-endstufe mit 3 IR-Strahler; c) Infrarot-Empfänger-Eingangsteil

wendet. Die restlichen zwei NAND-Gatter werden dabei zur Entkopplung und als Treiber für die Indikator-LEDs 1 und 2 benutzt. Soll der Stromverbrauch besonders eingeschränkt werden, so kann auf die Indikatoranzeige des 12-Hz-Taktgenerators verzichtet werden.

Die Erzeugung der Ultraschall- bzw. Infrarot-Sendefrequenz von ca. 37 bis 90 kHz erfolgt durch die beiden ersten NAND-Gatter des zweiten ICs. Der Oszillator schwingt nur dann, wenn am Pin 1 ein H-Potential auftritt, d. h., er wird im Rhythmus des 12-Hz-Oszillators aus- und eingeschaltet. Die 37-kHz-Abstrahlung über den Ultraschallwandler UG bzw. Infrarotsendestufe wird von den beiden Gattern G 3 und G 4 in Gegentakt angesteuert und erfolgt daher nur während kurzer Zeiträume.

Der Empfänger

Der Empfänger besitzt als Ultraschallfühler ein Ultraschallmikrofon. Die vom Ultraschallmikrofon aufgenommenen Ultraschallwellen werden in entsprechende Spannungsschwankungen umgesetzt, die vom darauffolgenden Verstärker mit dem Impedanzwandler T 1 und den Verstärkerstufen T 2...T 4 ca. 1000fach hochverstärkt werden. Aus den so verstärkten Impulsgruppen wird durch Gleichrichtung ein Gleichspannungssignal gewonnen, welches die Schaltstufe T 5 triggert und zur Ansteuerung der monostabilen Kippstufe mit den zwei NAND-Gattern G 1 und G 2 benutzt wird. Das Monoflop dient zur Überbrückung der Totzeit zwischen zwei Impulsgruppen.

Während der Sendezeit liegt daher immer ein Gleichspannungssignal an der Basis von T 8 an, so daß der Schaltverstärker durchgeschaltet bleibt und das Arbeitsrelais vom Strom durchflossen wird. Das NAND-Gatter G 3 dient zur Entkopplung von LED-Kontrollanzeige-Schaltverstärker und Monoflop. Im Interesse eines niedrigen Stromverbrauchs kann auf die Kontrollanzeige verzichtet werden.

Praktische Hinweise: Mit P 1 wird die Verstärkung eingestellt und mit P 2 die Zeitdauer der metastabilen Phase des Monoflops. Diese Einstellung erfolgt zusammen mit der eingestellten Betriebszeit des Senders und muß so abgestimmt sein, daß die Totzeit zwischen zwei Impulspaketen gerade überbrückt wird. Nach Ausbleiben des nächsten Impulspaketes durch Senderabschaltung verzögert sich daher die Sperrung des Schaltverstärkers um diese Zeit. Die Sendefrequenz ist mit P 2 beim Sender im Bereich von ca. 37 kHz (Ultraschall) bis 90 kHz (Infrarot) einstellbar (C 2 = 330 p).

...und mit Infrarot

Die gepulste Fernsteueranlage kann mit wenigen Schaltungsänderungen auf Infrarotfernsteuerung umgerüstet werden.

Beim Sender entfällt der Ultraschallgeber mit der Wandlerkapsel UG. Dafür wird der Anschluß 10 mit einer Infrarotsendeendstufe nach Abb. 65b verbunden. Bei Drücken der Sendetaste Dr strahlt der Sender eine ca.

30...40 kHz modulierte Impulsfolge aus, die ca. 10 msec je nach Einstellung von P 1 dauert.

Am Empfängereingang wird anstelle des Ultraschallmikrofons ein Infrarotfühler mit der Fotodiode BPW 34 (Siemens) nach Bild 65c verwendet.

4.4 Ultraschall- und Infrarotfernsteuerungen, leicht aufgebaut

Die nachstehend beschriebene Fernsteuerung ist mit geringem Aufwand durch bloßen Austausch der physikalischen „Geber" und „Fühler" sowohl zum Selbstbau einfacher Ultraschallfernsteuerungen, Ultraschallschranken, wie auch Infrarot-Fernsteuerungen und Infrarot- d. h. unsichtbaren Lichtschranken verwendbar.

4.4.1 Der Sender (Abb. 66a)

Das Herzstück des Senders besteht aus einem astabilen Multivibrator mit nachgeschaltetem Speicher-Flipflop zur Erzeugung einer Rechteckfrequenz von ca. 36...40 kHz. Mit dem Potentiometer P (22 kΩ) ist ein optimaler Frequenzabgleich durchführbar. Soll der mit einem 4fach-C-MOS-NAND-Schaltglied CD 4011 aufgebaute Sender als Ultraschallsender benützt werden, so braucht lediglich eine Piezo-Ultraschallwandlerkapsel mit einer Eigenfrequenz von ca. 36 kHz an die beiden Ausgänge Q und $\overline{Q}$ angeschaltet werden. Als Infrarot-Sender wird eine Darlington-Leistungsstufe mit einer LED-Sechserzeile (6 x LD 241 T v. Siemens) nachgeschaltet. Diese wird vom Ausgang Q des Rechteckgenerators angesteuert.

4.4.2 Der Empfänger (Abb. 66c)

Das Herzstück des Empfängers besteht aus einem dreistufigen Verstärker mit FET, pnp und npn-Transistoren. Darauf folgt eine Gleichrichterstufe mit Spannungsverdopplung durch die beiden Dioden D 1 und D 2. Das so aus dem verstärkten 36...40-kHz-Signal gewonnene Gleichspannungssignal steuert die Darlington-Schaltstufe in dessen Kollektorkreis ein Schaltrelais einen bestimmten elektrischen und vom Steuerkreis galvanisch getrennten Arbeitskreis schaltet.

Soll der Empfänger für Ultraschallfernsteuerzwecke verwendet werden, so ist lediglich eine Ultraschall-Mikrofonkapsel (UW = Ultraschallwandler) an den Eingangsklemmen E und M anzuschalten.

Für den Einsatz als Infrarotfernsteuerempfänger wird der Infrarot-Empfängervorsatz mit dem Foto-Darlingtontransistor FT dem Empfängereingang vorgeschaltet (*Abb. 66d*). Der Betrieb mit Fotodioden zeigt *Abb. 66e*.

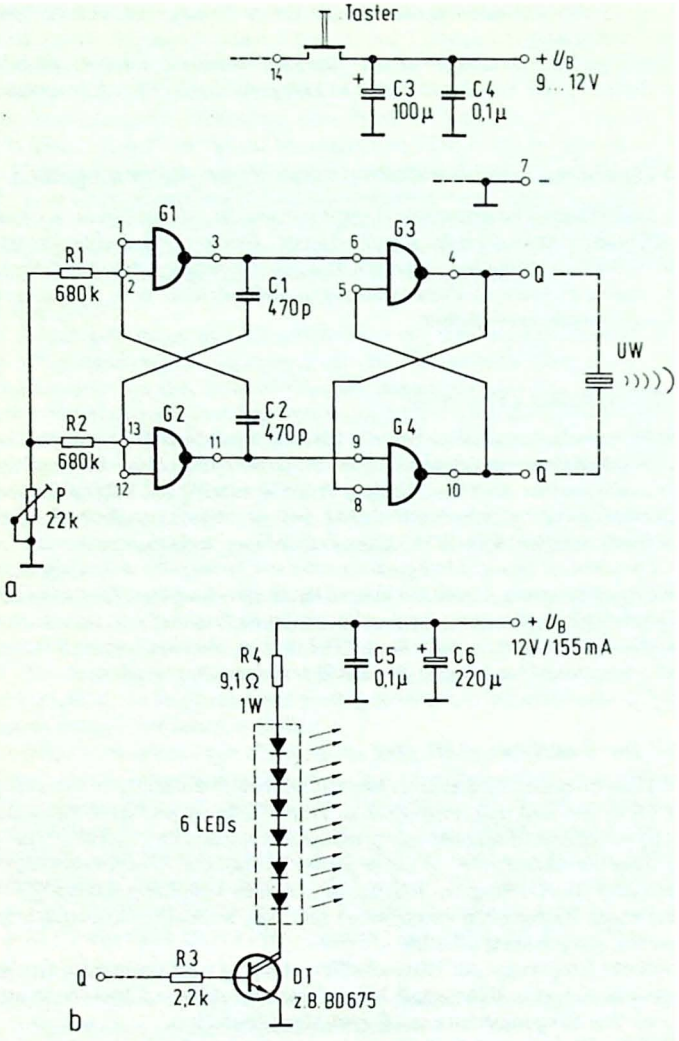


Abb. 66a) Ultraschall- bzw. Infrarot-Fernsteuersender mit digitalen Schaltgliedern; b) Infrarot-Sendeendstufe mit 6 IR-LEDs

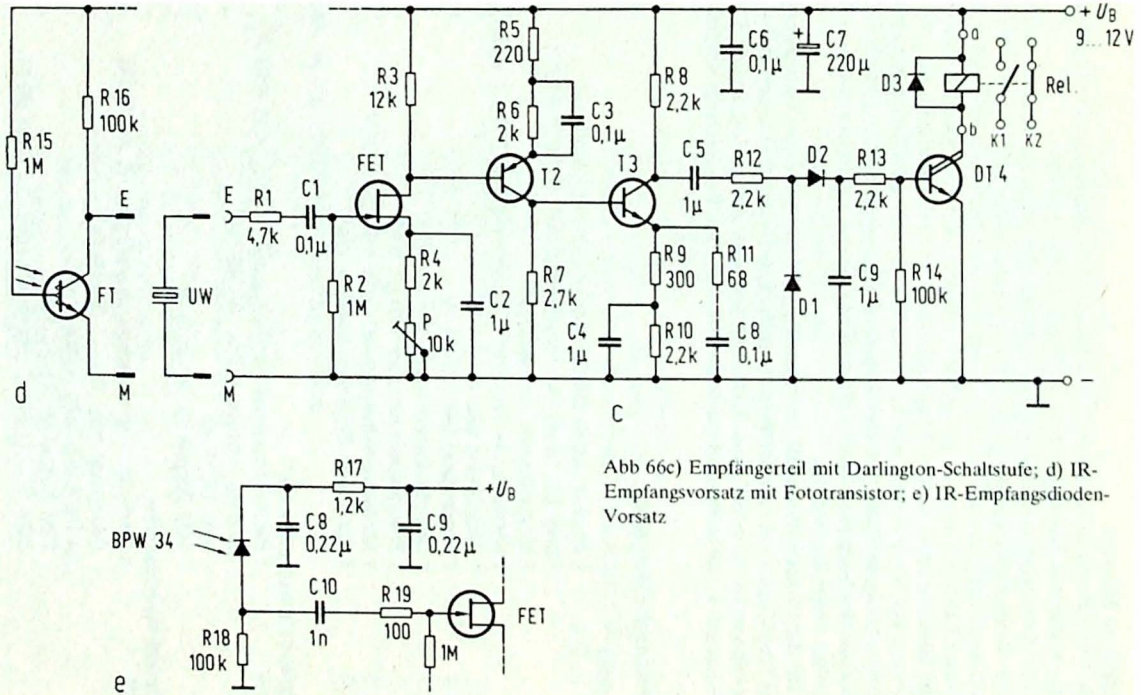


Abb 66c) Empfängerteil mit Darlington-Schaltstufe; d) IR-Empfangsvorsatz mit Fototransistor; e) IR-Empfangsdioden-Vorsatz

Praktische Hinweise

Die Verstärkung ist ca. 600fach und kann bei Verwendung der strichliert eingezeichneten Bauteile auf ca. 2000fach erhöht werden.

Der Arbeitspunkt des Verstärkers wird mit dem Potentiometer P eingestellt. Beim Musteraufbau ist der Schleifer des Potentiometers in Mittenstellung (5 kΩ). Die mit der Anode verbundenen Metallgehäuse der J-R-Dioden LD 241 T müssen gut gekühlt werden. Auf gegenseitige elektrische Isolation ist zu achten. Umgebungslicht ist nach Möglichkeit zu vermeiden. Bei Verwendung von Linsensystemen und optischen Filtern zur Verbesserung des Nutz-Störverhältnisses (z. B. unbelichteter, jedoch entwickelter Farbfilm als IR-Filter) kann die IR-Übertragungsreichweite wesentlich verbessert werden.

Bei der Ultraschall- und IR-Fernsteuerung ist eine optimale Ausrichtung des Empfängers auf den Sender sehr wichtig. Bei Infrarot werden Reichweiten von ca. 15 m bei guter Sender-/Empfängerausrichtung erzielt. Bei Ultraschall konnten Schrankenreichweiten von über 5 m erreicht werden.

Elektrische Bauteile

Sender

G 1...G 4	1 4fach-C-MOS-NAND-Gatter CD 4011 A (RCA) oder MC14011 (Motorola), HBF 4011 (SGS-ATES)
	1 Momenttaster (Miniaturtaster)
P	1 Widerstands-Trimmer (Einstellregler) 22 kΩ 0,1 W lin.
R 1	1 Widerstand 680 kΩ 0,1 W
R 2	1 Widerstand 680 kΩ 0,1 W
C 1	1 Styroflexkondensator 470 p / 63 V
C 2	1 Styroflexkondensator 470 p // 63 V
C 3	1 Miniaturelektrolytkondensator 100 µF / 16 V
C 4	1 Kunststoff-Folienkondensator oder induktionsarmer Kondensator 0,1 µF / 63 V

Option Ultraschallsender

UW	1 Piezo-Ultraschallwandlerkapsel 36 kHz, z. B. PXE-5 (Valvo) RIM-Bestell-Nr. 30-40-500 oder UCM 90 RIM-Bestell-Nr. 30-40-610

Option Infrarotsender

DT	1 Darlington-npn-Leistungstransistor z. B. MJ 1000 (Motorola) oder BD675 (Siemens) 1 6er-LED-Zeile (WedeWerb) RIM Bestell-Nr. 11-24-790 oder 6 x LD 241 T (Siemens) oder 6 x CQY 38 H

R 3	1 Widerstand 2,2 kΩ 0,2 W
R 4	1 Widerstand 9,1 Ω 1 W
C 5	1 Kunststoff-Folienkondensator oder induktionsarmer Kondensator 0,1 µF / 63 V
C 6	1 Miniatur-Elektrolytkondensator 220 µF / 16 V

Empfänger

FET	1 n-Kanal-Sperrschicht-FET BF 245 A (Valvo)
T 2	1 pnp-Siliziumtransistor BC 177 B oder äquivalent
T 3	1 npn-Siliziumtransistor BC107 B oder äquivalent
DT 4	1 npn-Darlington-Leistungstransistor MJ 1000 (Motorola) oder BD 675 (Siemens), je nach Leistungsbedarf
D 1	1 Siliziumdiode 1 N 4148 oder äquivalent
D 2	1 Siliziumdiode
D 3	1 Siliziumdiode BAY 44 (Siemens)
Rel	1 Relais 80-300 Ω, Kontakte nach Bedarf
P	1 Widerstandstrimmer (Einstellregler) 10 kΩ, 0,1 W lin.
R 1	1 Widerstand 4,7 kΩ 0,2 W
R 2	1 Widerstand 1 MΩ
R 3	1 Widerstand 12 kΩ
R 4	1 Widerstand 2 kΩ
R 5	1 Widerstand 220 Ω
R 6	1 Widerstand 2 kΩ
R 7	1 Widerstand 2,7 kΩ
R 8	1 Widerstand 2,2 kΩ
R 9	1 Widerstand 300 Ω
R 10	1 Widerstand 2 kΩ
R 11	1 Widerstand 68 Ω
R 12	1 Widerstand 2,2 kΩ
R 13	1 Widerstand 2,2 kΩ
R 14	1 Widerstand 100 kΩ
C 1	1 Scheibenkondensator 0,1 µF / 16 V
C 2	1 Scheibenkondensator 1 µF / 16 V
C 3	1 Scheibenkondensator 0,1 µF / 16 V
C 4	1 Scheibenkondensator 1 µF / 16 V
C 5	1 Scheibenkondensator 1 µF / 16 V
C 6	1 Scheibenkondensator 0,1 µF / 16 V
C 7	1 Miniaturelektrolytkondensator 220 µF / 16 V
C 8	1 Scheibenkondensator 0,1 µF / 16 V
C 9	1 Scheibenkondensator 1 µF/16 V

Option Ultraschallempfänger

UW	1 Piezo-Ultraschallmikrofonkapsel 36 kHz, z. B. PXE-5 (Valvo) RIM-Bestell-Nr. 30-40-500 oder UCM 90 RIM-Bestell-Nr. 30-40-610

Option Infrarotempfänger

FT =	1 infrarotempfindlicher npn-Silizium-Darlington-transistor, z. B. BPX 35
R 15	1 Widerstand 1 MΩ 0,1 W
R 16	1 Widerstand 100 kΩ 0,2 W

4.5 Analoge Anwendungen mit C-MOS-Schaltgliedern

Die digitalen Schaltglieder der C-MOS-Familie animieren den Hobbyelektroniker, diese wegen ihres niedrigen Stromverbrauches, ihres großen Betriebsspannungsbereiches, hohen Integrationsgrades, Miniaturisierung und günstigen Preises auch für analoge Anwendungen einzusetzen.

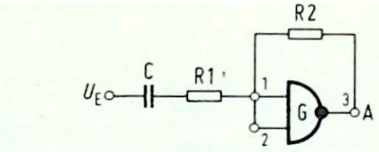
Untersuchen wir hierzu ein C-MOS-Schaltglied. *Abb 67b* zeigt die Übertragungscharakteristik eines C-MOS-Inverters bei verschiedenen Betriebsspannungen. Man erkennt hieraus, daß bei $\frac{U_B}{2}$ ein ausreichend linearer Arbeitsbereich vorhanden ist, so daß bei dieser Arbeitspunkteinstellung C-MOS-Schaltglieder auch für lineare Anwendung und Verstärkung verwendbar sind (*Abb. 67c*). Um diese Bedingung zu erhalten, verbinden wir lediglich den Ausgang der C-MOS-Stufe mit einem entsprechenden Widerstand mit dem Eingang des Schaltgliedes. Die Verstärkung und Bandbreite der C-MOS-Stufe werden durch die Widerstände R 1 und R 2 bestimmt. Eine Frequenzbereichserweiterung muß allerdings mit einem entsprechenden Verstärkungsverlust „erkauft" werden.

Da bei C-MOS-Schaltgliedern häufig integrierte Schutzdioden am Eingang vorhanden sind, ist ferner darauf zu achten, daß die Eingangs-Wechselspannung höchstens 0,5 V Spitze-Spitze betragen darf. Bei größeren Eingangssignalen wird sonst der Kurvenverlauf des Wechselspannungssignals verzerrt.

4.5.1 Ein Rundfunkempfänger mit einem Digital-IC

Abb. 68 zeigt die Schaltung eines einfachen Rundfunkempfängers mit einem Vierfach-NAND-IC der C-MOS-Familie.

Das durch die Diode D der Hochfrequenzwelle abgenommene NF-Nutzsignal wird dem ersten Gatter G zugeführt. Die Arbeitspunkte der Gatter wurden durch die äußere R-Beschaltung so gewählt, daß diese im linearen



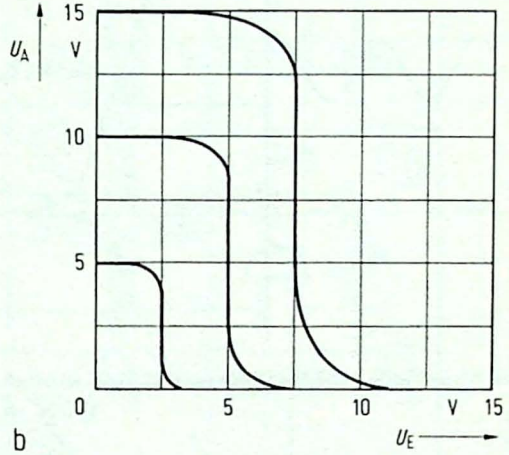


Abb. 67a) C-MOS-NAND-Glied als Verstärker; b) Übertragungscharakteristik eines C-MOS-NAND-Gatters

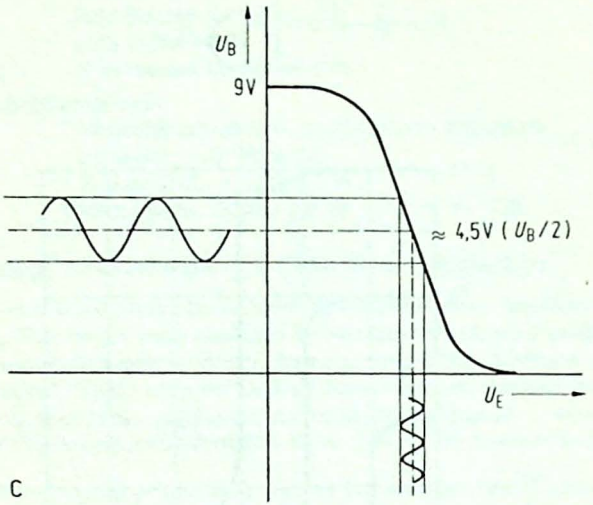


Abb. 67c) C-MOS-NAND-Arbeitspunkt für Linearbetrieb

Bereich arbeiten. Das schwache NF-Signal wird daher durch das Gatter G 1 verstärkt und dem Gatter G 3 zur Endverstärkung zugeführt. Die „Endstufe" arbeitet im Gegentaktbetrieb, wobei das Gatter G 2 zur Phasenumkehr für G 4 dient. Die Gatter G 3 und G 4 werden dadurch weitgehend amplitudengleich, jedoch aber phasenmäßig um 180° verschoben angesteuert. Im Gegensatz zum Eintaktbetrieb wird dadurch eine höhere Ausgangsleistung im Milliwattbereich erreicht.

Durch den hochohmigen FET-Eingang ist der IC-Empfänger verhältnismäßig selektiv gegenüber anderen einfachen Transistor-Einkreiserschaltungen, da dadurch der Schwingkreis kaum belastet wird. Der Empfänger eignet sich auch für erste Kurzwellen-Empfangsversuche. Hierzu ist lediglich der Empfangskreis abzuändern.

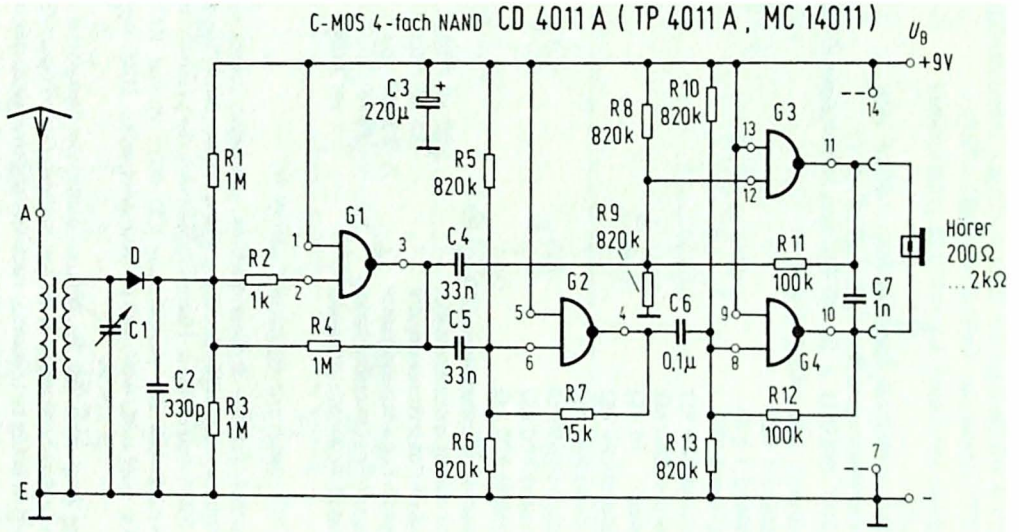


Abb. 68 Rundfunkempfänger mit C-MOS-Schaltgliedern

Elektrische Bauteile

1 C-MOS-4fach-NAND-Gatter
CD 4011 A (RCA) oder TP 4011 A (Texas Instruments) oder MC 14011 (Motorola), HBF 4011 (SBS-ATES)
1 Germanium HF-Diode AA 117, 118 (Telefunken)
1 HF-Spule
1 PVC-Miniaturdrehkondensator 350...500 pF oder KW-Luftdrehkondensator 100...150 pF (C 1)
1 Hörer 200...2000 Ω, z. B. HD 414 von Sennheiser-Electronic

R 1	1 Widerstand 1 MΩ 1/8...1/4 W	
R 2	1 Widerstand 1 kΩ	
R 3	1 Widerstand 1 MΩ	
R 4	1 Widerstand 1 MΩ	
R 5	1 Widerstand 820 kΩ	
R 6	1 Widerstand 820 kΩ	
R 7	1 Widerstand 15 kΩ	
R 8	1 Widerstand 820 kΩ	
R 10	1 Widerstand 820 kΩ	
R 11	1 Widerstand 100 kΩ	
R 12	1 Widerstand 100 kΩ	
R 13	1 Widerstand 820 kΩ	
C 2	1 keramischer Kondensator 330 p / 63 V	
C 3	1 Miniaturelektrolytkondensator	220 µF / 16 V
C 4	1 Kunststoff-Folienkondensator	33 nF / 63 V
C 5	1 Kunststoff-Folienkondensator	33 nF / 63 V
C 6	1 Kunststoff-Folienkondensator	33 nF / 63 V
C 7	1 Kunststoff-Folienkondensator	1 nF / 63 V

4.5.2 Ein Mini-Mischpult mit digitalem C-MOS-IC

Die außerordentlich geringe Stromaufnahme, die hohe Integration und Kleinheit der digitalen Schaltglieder reizten den Autor, ein billiges Kleinmischpult in C-MOS aufzubauen. Hierzu eignen sich die preiswerten Vierfach-C-MOS-NAND-ICs der Ausführung CD 4011 A von RCA oder Äquivalenztypen wie z. B. MC 14011 von Motorola, HBF 4011 von SGS-ATES.

Die Schaltung zeigt Abb. 69. Es können damit vier Programmquellen wie beispielsweise drei Mikrofone und eine hochpegelige Tonquelle (z. B. Tuner, Tonband) beliebig miteinander rückwirkungsfrei gemischt werden. Sollen mehrere hochpegelige Tonquellen mit einer Ausgangsspannung von ca. 100 mV...1 V gemischt werden, so können die hochempfindlichen Eingänge E 1...E 3 durch Vorschaltung eines Teilerwiderstandes wie bei E 3

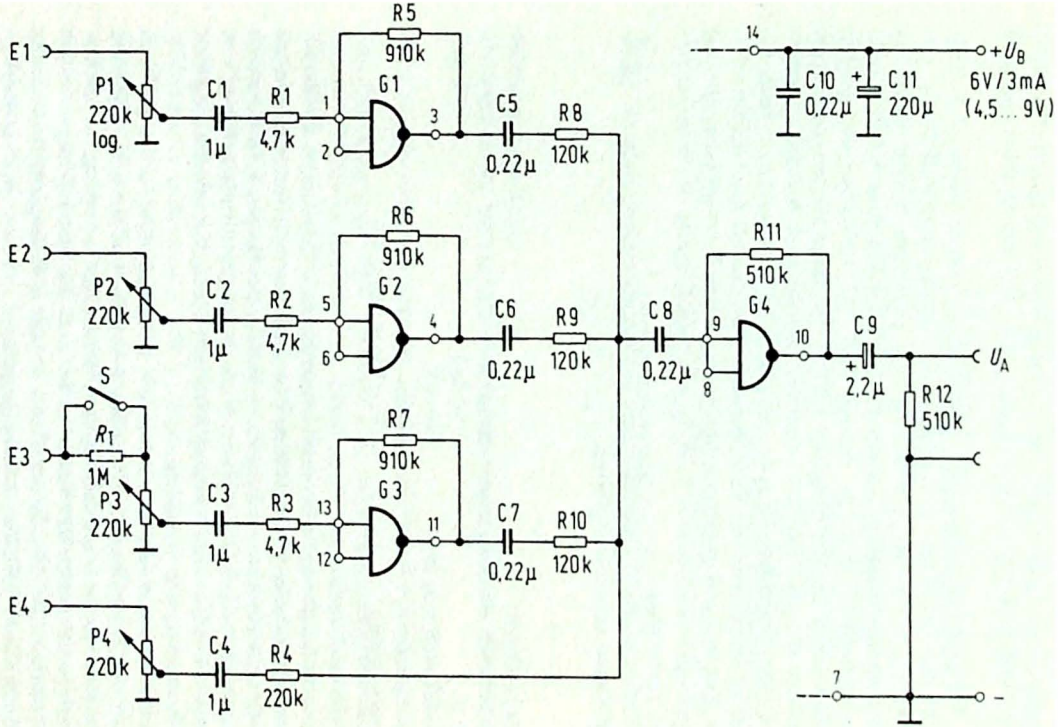


Abb. 69 Mini-Mischpult mit digitalem C-MOS-IC

strichliert eingezeichnet, unempfindlich ausgelegt werden. Der Teilerwiderstand (1 MΩ) ist mit dem Kondensator frequenzkompensiert, damit eine lineare Wiedergabe erreicht wird. Durch Verwendung eines Empfindlichkeitsschalters können die Eingänge E 1...E 3 umschaltbar gemacht werden.

Das Vierfach-Aktivmischpult besitzt drei Vorverstärker G 1...G 3, wodurch die Eingänge E 1...E 3 eine Eingangsempfindlichkeit von 10 mV für U_A = 1 V / R_L = 50 kΩ besitzen. Das vierte NAND-Glied G 4 wird als Summenverstärker verwendet. Die erforderlichen Arbeitspunkte für Analogbetrieb, d. h. in diesem Fall für Linearbetrieb werden durch die Verbindung der Ausgänge mit den jeweiligen Eingängen über die Widerstände R 5...R 7 und R 11 erreicht. Zum direkten Anschluß hochpegeliger Programmquellen ist E 4 „von Haus aus" vorgesehen. Dieses Signal gelangt direkt über den Entkopplungswiderstand R 4 auf die Sammelschiene. Zur rückwirkungsfreien Mischung sind die Vorverstärker über die Entkopplungswiderstände R 8...R 10 mit dem Eingang des Summenverstärkers verbunden.

Bei Bedarf ist das Mischpultkonzept durch Verwendung zweier C-MOS-ICs auf Stereo erweiterungsfähig.

Technische Daten:

Empfindlichkeit der Eingänge E 1...E 3:	10 mV / ≈ 200 kΩ für U_A = 1 V = 50 kΩ
Empfindlichkeit von E 4:	700 mV
Frequenzgang:	40 Hz...20 kHz ±1 dB
Stromversorgung:	6 V / 3 mA (6...9 V)

Praktische Aufbauhinweise

Die gesamte Schaltung ist in einem abgeschirmten Gehäuse, z. B. Metallgehäuse unterzubringen. Die Drähte bzw. Leiterbahnen zu den Eingängen der Gatter sind so kurz als möglich zu halten. Bei längeren Leitungen zu den Mischreglern P 1...P 4 über ca. 5 cm sind abgeschirmte Leitungen zu verwenden. Die Ein- und Ausgangsleitungen der Gatter müssen möglichst entfernt voneinander verlaufen.

Die Betriebsspannung wurde mit 6 V festgelegt. Wegen des geringen Stromverbrauchs können 1,5-V- oder 3-V-Miniaturbatterien verwendet werden, die in Reihe geschaltet werden. Hierzu gibt es bereits im Fachhandel die dazu passenden Batteriehalter wie z. B. für vier 1,5-Mignonzellen RIM-Bestell-Nr. 56-19-230 (ca. DM 1.–) oder eine längliche Ausführung Bestell-Nr. 56-19-250. Das Mischpult ist auch mit einer 9-V-Transistorbatterie zu betreiben. Die angegebenen Werte wurden bei U_B = 6 V gemessen.

Elektrische Bauteile

IC	1 Vierfach-NAND-Glied in C-MOS, z. B. CD 4011 A v. RCA, MC 14011 (Motorola)	
P 1...P 3	3 Flachbahnregler oder Potentiometer 0,2 W 220 kΩ log.	
P 4	1 Flachbahnregler oder Potentiometer 0,2 W 470 kΩ log.	
R 1...R 3	3 Widerstände	4,7 kΩ 0,1 W
R 4	1 Widerstand	220 kΩ 0,1 W
R 5...R 7	3 Widerstände	910 kV 0,1 W
R 8...R 10	3 Widerstände	120 kΩ 0,1 W
R 11, R 12	2 Widerstände	510 kΩ 0,2 W
C 1...C 4	4 Kunststoff-Folien-Miniaturkondensatoren 1 µF / 63 V	
C 5...C 8, C 10	5 Kunststoff-Folien-Miniaturkondensatoren 0,22 µF / 63 V	
C 9	1 Tantalkondensator 2,2 µF / 12 V	
C 11	1 Miniaturelektrolytkondensator 220 µF / 12 V	

Mechanische Teile

Metallgehäuse, Ein- und Ausgangsbuchsen, Knöpfe, Skalen, Batteriehalter

4.5.3 Lautsprecherverstärker mit einem C-MOS-Schaltglied

Die Schaltung nach *Abb. 70* zeigt eine Mini-Lautsprecherendstufe mit einem C-MOS-Vierfach-NAND-Glied „4011" und zwei Komplementär-Endtransistoren aufgebaut. Sämtliche Gatter des Digitalbausteines sind als Inverter geschaltet, wobei G 1 zur Vorverstärkung dient. Die Gatter G 2 bis G 4 sind wegen des erforderlichen Ausgangsstromes zur Ansteuerung der Endtransistoren parallel geschaltet, da die Ausgangsströme der einzelnen C-MOS-Glieder gering sind. Die Stufenverstärkungen sind durch die Widerstandsverhältnisse R 2/R 1 festgelegt. Die Eingangsempfindlichkeit des Endverstärkers mit 250 mV wurde auf unsere Linearanwendungen abgestimmt. Eine kräftige Gegenkopplung (R 6) vom Ausgang der Endstufe auf den Eingang der Treiberstufe legt gleichzeitig den Arbeitspunkt fest. Der Ruhestrom ist mit P 2 auf ca. 10...18 mA einstellbar. Als Komplementär-Endstufentransistoren wurde ein Paar AD 161/162 verwendet, die äußerst preisgünstig zur Verfügung standen. Zusätzliche Wärmeableitmaßnahmen müssen bei der bescheidenen Ausgangsleistung von ca. 0,5 bis 1,5 W/4 Ω nicht getroffen werden. Die isolierte Montage der beiden End-

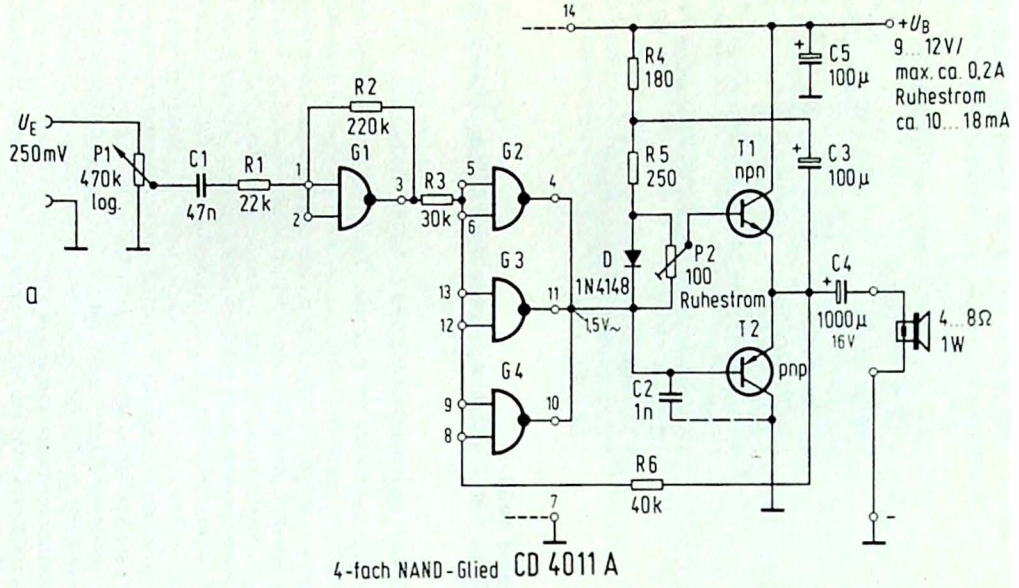


Abb. 70 NF-Lautsprecherverstärker mit COS-MOS-Schaltgliedern

transistoren auf einem Print-Kupferbelag ist ausreichend. Der Frequenzgang ist zwischen 60 Hz und 20 kHz weitgehend linear (–1,5 dB). Der Klirrfaktor beträgt bei U_B = 12 V und Na = 1 W ca. 3 % (1000 Hz). Der Aufbau ist bei einwandfreien Masseleitungsführungen (zentrale Erdung) unkritisch. Der strichliert eingezeichnete Kondensator ist zur Unterdrückung von Schwingneigungen vom individuellen Aufbau abhängig und war beim Mustergerät nicht erforderlich. Genauso kann auf das eingangsseitige Lautstärkepotentiometer P 1 verzichtet werden.

Elektrische Bauteile

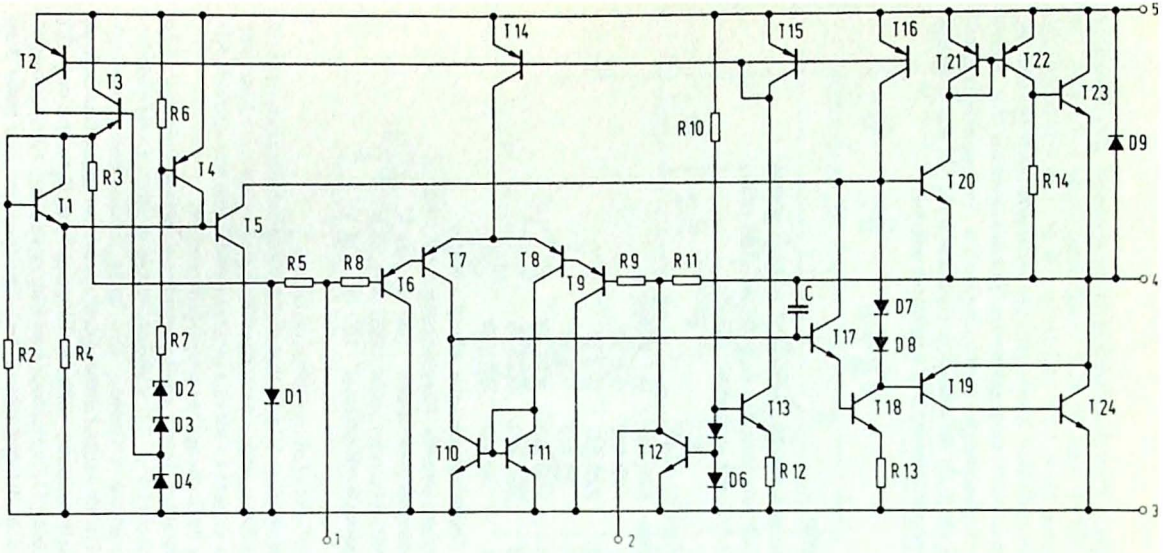
1 C-MOS-Vierfach-NAND-Gatter CD 4011 A (RCA)
1 npn/pnp-Endtransistorpaar AC 187/AC 188 oder AD 161/AD 162 mit Isolierteil

D	1 Siliziumdiode 1 N 4148		
P 1	1 Potentiometer	470 kΩ	0,1 W log.
R 1	1 Widerstand	22 kΩ	0,1 W
R 2	1 Widerstand	220 kΩ	0,2 W
R 3	1 Widerstand	30 kΩ	0,2 W
R 4	1 Widerstand	180 kΩ	0,25 W
R 5	1 Widerstand	250 kΩ	0,25 W
R 6	1 Widerstand	40 kΩ	0,25 W
C 1	1 Kunststoff-Folienkondensator 47 nF / 160 V		
C 2	1 Styroflex- oder Keramik-Kondensator 1 nF / 63 V		
C 3	1 Miniaturelektrolytkondensator 100 µF / 16 V		
C 4	1 Miniaturelektrolytkondensator 1000 µF / 16 V		
C 5	1 Miniaturelektrolytkondensator 100 µF / 16 V		

4.5.4 Ein „Allround"-NF-Lautsprecherverstärker

Obwohl der hier verwendete IC eine lineare Leistungsschaltung modernster Ausführung ist, soll dieses vom Autor erprobte Schaltbeispiel zur Lautsprecherwiedergabe für unsere C-MOS-Linearanwendungen wie auch als NF-Verstärker für den Melodiengeber vorgestellt werden.

Die gesamte Verstärker-Innenschaltung ist in einem isolierten Pentawatt-Gehäuse untergebracht (*Abb. 71a*), und die wenigen externen Bauteile ermöglichen einen leichten Selbstbau. Die leicht montierbare Leistungsschaltung mit der Größe eines Leistungstransistors ist gegen Kurzschluß, thermische Überanspruchung, offenen Eingang und Falschpolung (U_B max. 12 V) abgesichert. Der minimale Lastwiderstand darf 1,6 Ω betragen, so daß durch Parallelschaltung zweier 4-Ω-Lautsprecher eine hohe Aus-



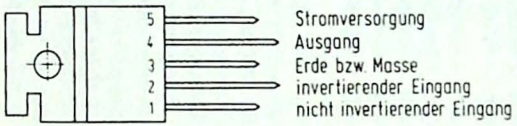


Abb. 71a) Monolithisch integrierter NF-Leistungsverstärker

a

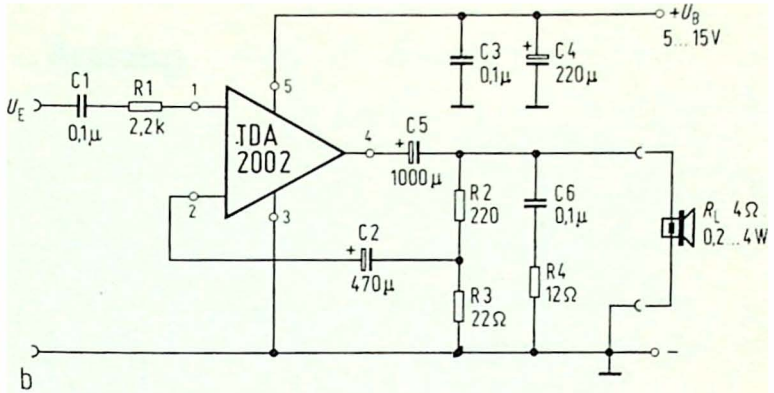


Abb. 71b) NF-Leistungs-IC mit externer Beschaltung

gangsleistung bei niedriger Betriebsspannung erreicht wird. Die Wärmeabfuhr kann über das Montagechassis erfolgen.

Mit der Schaltung nach *Abb. 71b* wurden folgende elektrischen Werte gemessen (K = < 5 %):

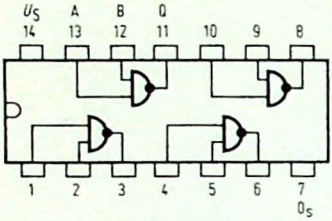
U_E	U_B	I_B bei 4 Ω	P_A an 4 Ω	P_A an 2 Ω
100 mV	5 V	0,15 A	0,2 W	1 W
220 mV	9 V	0,3 A	1,2 W	2 W
250 mV	10 V	0,35 A	1,5 W	3 W
300 mV	12 V	0,4 A	2,25 W	4,5 W
400 mV	15 V	0,5 A	4 W	

Der Frequenzgang ist von 20 Hz...20 kHz linear.

Elektrische Bauteile

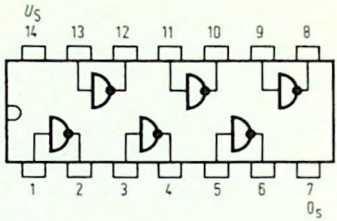
	1 IC TDA 2002 (SGS-ATES)	
R 1	1 Widerstand 2,2 kΩ 0,25...0,5 W	
R 2	1 Widerstand 220 Ω	
R 3	1 Widerstand 22 Ω	
R 4	1 Widerstand 12 Ω	
C 1	1 Kunststoff-Folienkondensator	0,1 µF / 63 V
C 2	1 Miniaturelektrolytkondensator	470 µF / 16 V
C 3	1 Kunststoff-Folienkondensator	0,1 µF / 63 V
C 4	1 Miniaturelektrolytkondensator	220 µF / 16 V
C 5	1 Miniaturelektrolytkondensator	1000 µF / 16 V
C 6	1 Kunststoff-Folienkondensator	0,1 µF / 63 V

Anhang



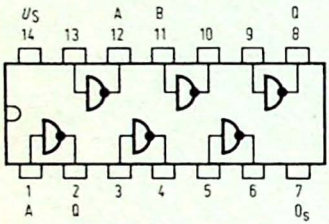
FLH 101-7400

Vier NAND Glieder mit je 2 Eingängen



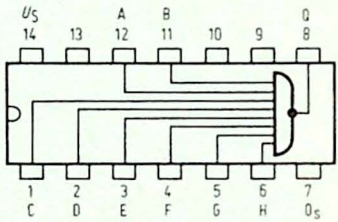
FLH 211-7404

Sechs Inverter



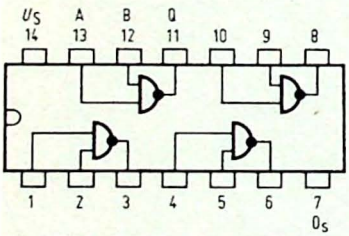
FLH 481-7406

Sechs invertierende Treiberstufen mit offenem Kollektorausgang für 40 mA



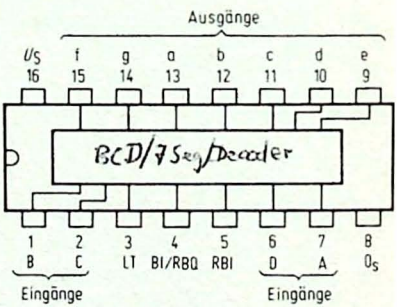
FLH 131-7430

NAND-Glied mit 8 Eingängen



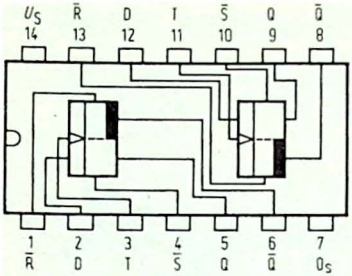
FLH 541-7438

Vier NAND-Leistungsglieder mit je 2 Eingängen und offenem Kollektorausgang



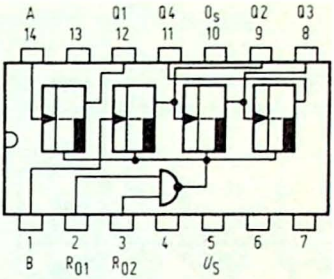
FLL 121T

BCD-7-Segment-Decoder und Treiber mit offenem Kollektorausgang mit 15V/20mA



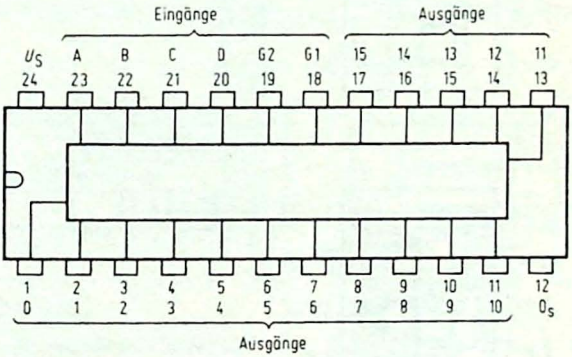
FLJ 141 - 7474

Zwei D-Flipflop



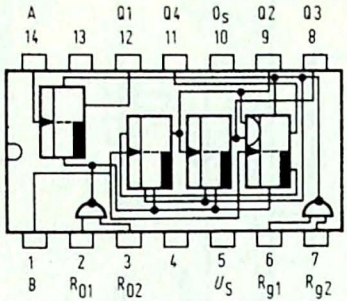
FLJ 181-7493

Binärzähler



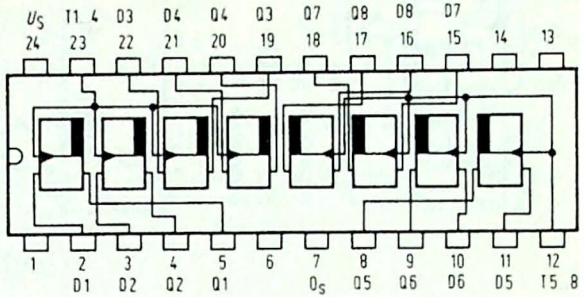
FLY 141-74 154

4-Bit-Binärdecoder / Demultiplexer



FLJ 161-7490

Dezimalzähler

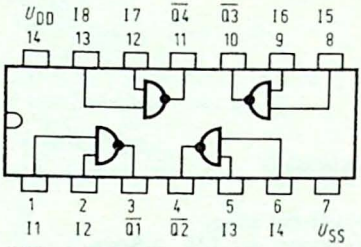


FLJ 301-74100

Acht D-Flipflop

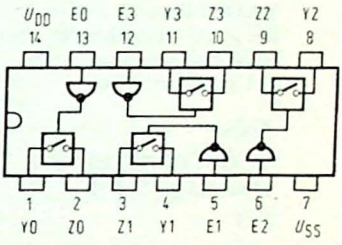
Digitale Schaltungs-ICs in Komplementär MOS-Technik

Alle Schaltungen der Reihe HEF 4000 (Valvo) sind gegen die entsprechenden Typen der bekannten CMOS-Reihe von RCA, Texas Instruments, Motorola, Fairchild u.a. volltauschbar.



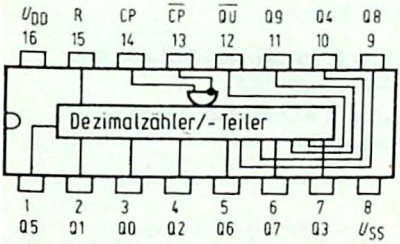
HEF 4011 Valvo

Vier NAND-Gatter mit je 2 Eingängen



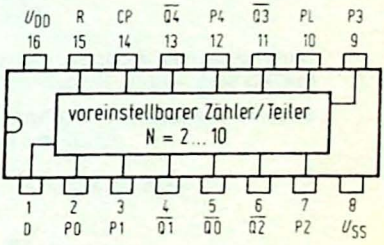
HEF 4016 P Valvo

Vier bilaterale Schalter



HEF 4017 P Valvo

Synchroner Dezimalzähler (Teiler) mit Decodierung



HEF 4018 P Valvo

Zähler/Teiler für n = 2...10

Literatur

Firmenunterlagen

Datenblätter, Datenbücher, technische Unterlagen von AEG – TELEFUNKEN, FAIRCHILD, ITT, MOTOROLA, SGS – ATES, RCA, SIEMENS, SIGNETICS, VALVO

Fachzeitschriften

RADIO PLANS, Paris
LE HAUT-PARLEUR, Paris
radio tv-electronic, Zürich
der praktiker, Wien

Bücher

TEXAS INSTRUMENTS Deutschland GmbH	Das TTL-Kochbuch
ITT	Schaltbeispiele mit integr. Digitalschaltungen der TTL74-Serie
Herbert Bernstein	Handbuch der TTL-Technik, Teil 3 Verlag Frech Stuttgart-Botnang
Otto Limann	Elektronik ohne Ballast Franzis-Verlag München

Der Verfasser hat sich ferner auf verschiedene Fachvorträge und Vorlesungen wie auch weitere Firmenveröffentlichungen gestützt.

Bauteile-Bezugsquelle: Der örtliche Elektronik-Fachhandel und Elektronik-Versandfachgeschäfte

Sachverzeichnis

A

Abfallzeit 64
Analog 7
Analog-Digitalwandler 131
Anstiegszeit 64
Astabiler Multivibrator 127, 128
Asynchrone Ansteuerung 61
– Zähler 51
Auffang-Flipflop 29
Ausgangslastfaktor 66

B

BCD-Codierung 52
Binärzähler 52
Bistabile Kippstufen 22

C

Codierschalter 60
C-MOS-Schaltungen 70, 179

D

Decodierer 54, 58
Dezimalzähler 52
D-Flipflop 30
Digital 7
– -Analogwandler 49, 131
Digitale Schalter 97
Drehschalter, elektronisch 104
Drehzahlmesser 141
Dualzähler 50

E

Eingänge, dynamisch 31
– statisch 31
Eingangslastfaktor 66
Endlos-Register 37
Entprellung 14
Expander 66
Experimentierplatten 95

F

Fall time 64
Fan in 66
Fan out 66
FET 11
Flanke 31
Flipflops 22
Frequenz|messer 141
– teiler 49, 60, 133
– verdoppler 140
– vervielfachung 62, 140
Funktion 8

G

Gatter 8

H

H-Potential 7

I

Impuls|former 121
– geber 123
– tore 32
Interface-Schaltungen 78

K

Kippschaltungen 110

L

Lastkreis 13
Lauflicht 40, 110
Leistungsoszillator 129
Lichtkoppler 19, 76
Logische Schaltbilder 8
Logiktreiber 72
L-Potential 7
LSI 11

M

Master-slave-Flipflop 33
Melodiengeber 48
Monostabile Kippstufen 62, 118, 123
Multivibrator 110, 114

N

NAND-Glied 19

O

Optokoppler 19

P

Parallel-Serienumsetzung 37
Pegelumsetzer 78
Prellen 14

Q

Quarzoszillator 115

R

Reset 24
Restwelligkeit 83
Ringzähler 37, 40
Rise time 64
R-S Flipflop 24
RST Flipflop 30

S

Sättigungsspannung 12
Serien-Parallelumsetzer 37
Set 24
Siebensegmentanzeige 59
Speicher 49
S-R-Flipflop 24
synchroner Zähler 51

Sch

Schaltercodierung 61
Schaltglieder 10
Schaltungsfamilie 11
Schaltwerk 109
Schieberegister 36
Schmitt-Trigger 120
Schrittmotor 44

St

Steuerkreis 13
Störsicherheit 68, 70
Stromversorgung 81

T

Taktgeneratoren 90, 122
Teilerfaktor 62, 135, 137
Transistor 12
– übertragungskennlinie 12
Treppenspannungsgenerator 49
TTL-Schaltglieder 64, 176

U

Übersprechen 89
Ultraschall 151
Umlaufregister 37
Umschalter, elektronisch 102
Untersetzerstufen 62

V

VOR-Rückwärtszähler 51

W

Wahrheitstafel 8, 10

Z

Zähler 49
Zeitgeber 123
Zeitmesser 58
Zweispeicher Flipflop 33

94 • • Fliegen mit Modellhubschraubern (Snitjer)

98 • Jedermann-Funk (Kriebel/Rockrohr)

99 • • • Wie arbeite ich mit dem Elektronenstrahl-Oszillografen? (Sutaner/Wißler). 9. Aufl.

100 • • Daten- und Tabellensammlung für Radiopraktiker und Elektroniker (Mende). 4. Aufl.

101 • • • Elektronische Orgeln und ihr Selbstbau (Böhm). 6. Aufl.

103 • • Die Wobbelsender (Sutaner). 4. Aufl.

104 • • Transistorsender für die Modellfernsteuerung (Bruß). 6. Aufl.

105 • • • Lautsprecher und Lautsprechergehäuse für HiFi (Klinger). 8. Aufl.

106 • • • Netztransformatoren und Drosseln (Klein). 4. Aufl.

108 • • Amateurfunk-Superhets (Gerzelka). 3. Aufl.

109 • • • Transistor-Amateurfunkgeräte für das 2-m-Band (Relthofer). 4. Aufl.

111 • • Zeigerinstrumente (Köhler). 4. Aufl.

114 • • Halbleiter-Experimente (Kleemann). 3. Aufl.

119 • • • Gedruckte Schaltungen (Sutaner/Wißler). 4. Aufl.

126 • • • Betriebstechnik des Amateurfunks (Henske). 3. Aufl.

128 • • • Meßsender, Frequenzmesser und Multivibratoren (Sutaner). 2. Aufl.

134 • • Kleines Halbleiter-ABC (Büscher, Wiegelmann). 3. Aufl.

136 • Transistorisierte Netzgeräte (Strobel). 4. Aufl.

147 • • • Fernseh-Service leicht gemacht (Lummer). 3. Aufl.

157 • • Meßgeräte und Meßverfahren für den Funkamateur (Link). 2. Auflage.

160 • • • Relais (Köhler).

166 • • Elektronik im Kraftfahrzeug (Stieber/Wilk). 2. Aufl.

168 • • Vademekum für den Funkamateur KW und UKW (Diefenbach/Geyrhalter). 5. Aufl.

171 • • • Halbleiter-Schaltungstechnik einfach dargestellt (Benda). 2. Aufl.

174 • • Amateurfunkgeräte für das 70-cm-Band (Reithofer). 2. Aufl.

176 • • Integrierte Schaltungen für den Funkamateur (Birchel). 2. Aufl.

178 • • • • Schirmbilddiagnose und Messungen am Farbfernsehempfänger (Bochum/Dögl).

179 • • Digitale Elektronik für Anfänger (Kleemann). 3. Aufl.

180 • • • KW- und UKW-Sender für den Funkamateur (Diefenbach). 2. Aufl.

300 • • Kfz-Elektronik im Selbstbau (Jansen). 2. Aufl.

301 • • • Nf-Elektronik (Sabrowsky). 4. Aufl.

302 • • • Electronic-Pianos und Synthesizer (Tünker).

304 • • • Transistor-Schaltverstärker (Sabrowsky). 2. Aufl.

319 • • • Der leichte Start zum Funkfernsteuern (Sabrowsky). 3. Aufl.

322 • • • Impulstechnik für jedermann (Sabrowsky).

331 • • • Verstärkerbau mit integrierten Schaltungen (Wirsum). 2. Aufl.

335 • • • Mischpulte und Mischpultmodule (Wirsum). 3. Aufl.

336 • • • Musikelektronik (Tünker). 3. Aufl.

337 • • • Elektronische Hilfsmittel für Film und Foto (Horst).

338 • • Experimente mit IS (Kleemann). 2. Auflage.

339 • • • HiFi-Boxen im Selbstbau (Sabrowsky). 3. Auflage.

340 • • • Vom Flip-Flop zur Quarzuhr (Pelka). 2. Aufl.

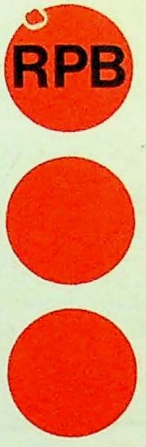
341 • • Modelleisenbahn-Elektronik im Selbstbau (Jungmann). 2. Aufl.

342 • • • Elektronik in der Popmusik (Goddijn).

Wirsum, Experimente mit digitalen Schaltgliedern

92

Dreifachband



Kontaktloses Schalten, Steuern, Zählen, Messen und Überwachen wird problemlos möglich, da die Digitaltechnik in diesem Band von der Praxis her aufgerollt ist.

Mit preiswerten Bausteinen der CMOS-, MOS- und TTL-Technik werden einfache Experimente und Versuchsschaltungen erfolgreich durchgeführt.

Diese Schaltungen haben den Vorteil, daß sie auch vom Anfänger leicht nachvollzogen und vor allem verstanden werden. So werden die besonderen Abhängigkeiten und Funktionsabläufe bei digitalen Schaltungen spielend erlernt und in ein solides Know how umgesetzt.

Der Autor kennt als begeisterter Konstrukteur von Selbstbaugeräten und als Geschäftsführer eines bekannten Elektronikunternehmens die Probleme der Selbstbaupraxis genau. Während seiner mehr als zehnjährigen Berufserfahrung hat er zahlreiche Bauanleitungen, Broschüren und Schriften verfaßt. Auf seine vielen Anregungen und Hinweise sollte man nicht verzichten.

FRANZIS

ISBN 3-7723-0921-6